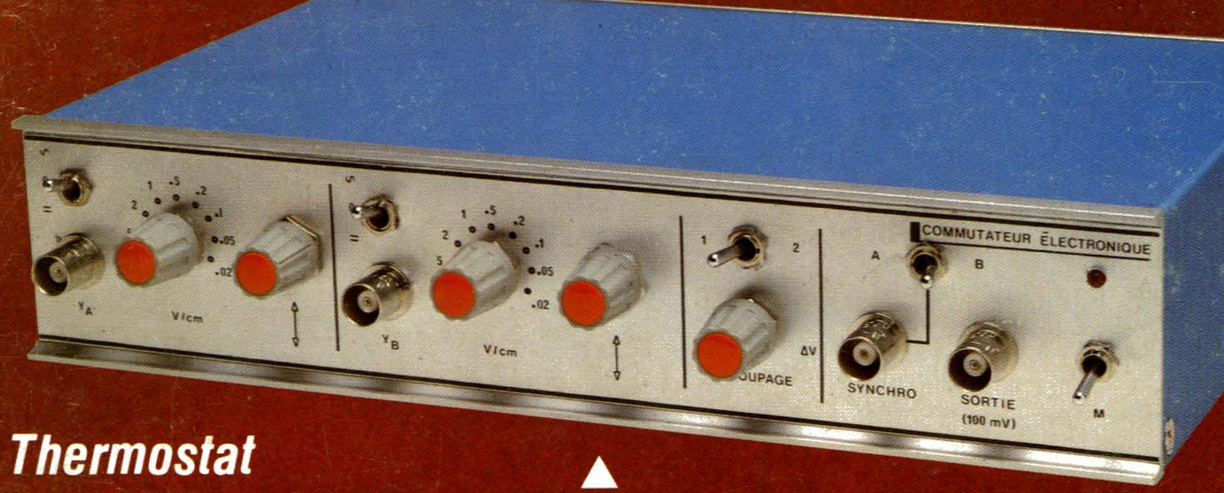


ISSN 0033 7668

N° 427
Juin
1983

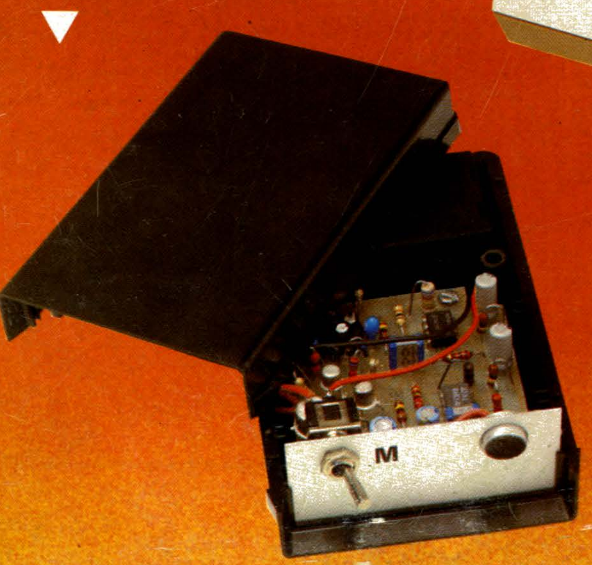
11 f



Thermostat proportionnel pour chauffage électrique ▼

▲ Commutateur électronique à large bande 2 × 15 MHz

Relais vocal (vox control) ▼



Un interphone économique ▲

Belgique: 89 FB - Suisse: 4 FS - Canada $: 1,95 - Espagne: 200 Pesetas - Tunisie: 1,26 Dinar

T 2438 - 427 - 11,00 F

RADIO PLANS électronique Loisirs

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction
Jean-Claude ROUSSEZ
Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Secrétaire de Rédaction
Claude DUCROS
Courrier des Lecteurs
Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 3793 - 60 Paris.
Chef de publicité **Mlle A. DEVAUTOUR**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris. France : 1 an **95 F** - Etranger : 1 an **135 F.**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

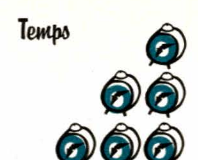
Ce numéro a été tiré à 100300 exemplaires
Copyright © 1983

OJD Diffusion Contrôlée 1981

Dépôt légal juin 1983 - Editeur 1121 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse. Composition COMPOGRAPHIA - Imprimeries SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Torcy.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :



Temps
- (1) moins de deux heures de câblage
- (2) entre deux et quatre heures de câblage
- (3) plus de quatre heures de câblage.

Ce temps passé ne tient évidemment pas compte de la partie mécanique éventuelle ni du raccordement du montage à son environnement.



Difficulté
- (1) Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière.
- (2) Montage nécessitant des soins attentifs.
- (3) Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire (mesures, manipulations).

Dépense
- (1) Prix de revient inférieur à 200 francs.
- (2) Prix de revient compris entre 200 et 400 francs.
- (3) Prix supérieur à 400 francs.

SOMMAIRE

N° 427
JUIN 1982


RÉALISATIONS

TECHNIQUE

Ce numéro comporte deux encarts numérotés
Fiches « composants » 51, 52, 57, 58
Eurelec 53, 54, 55, 56





DIVERS

Ont participé à ce numéro :
M. Barthou, M. Bilbille, J. Ceccaldi, C. Couillec, F. De Dieuleveult, P. Gueulle, F. Jongbloët, E. Lemery, P. Patenay, R. Rateau, J. Sabourin,

Carte de transcodage

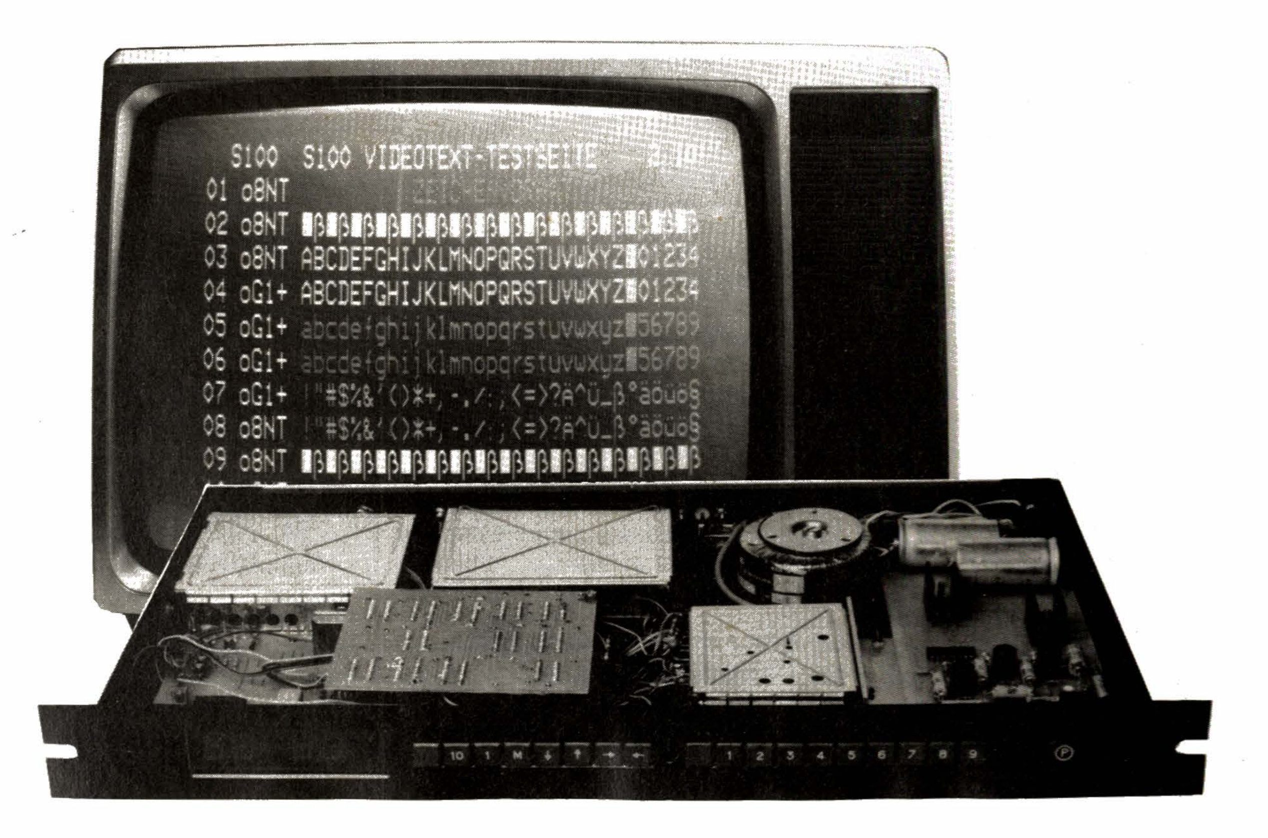
pour la platine TV multistandard



Système SDA 210 Siemens

Nous avons donc vu dans notre précédent numéro que la ROM du SDA 2010 contient toutes les informations nécessaires à l'accord d'un sélecteur HF sur les canaux des standards B et G. Bien heureusement les fréquences des porteuses vision sont identiques pour les 49 canaux UHF des standards G, I et L. Par modification ou commutation des filtres au niveau de la platine FI et sans changement du nombre N chargeant le PLL, le système est alors capable d'interpréter correctement les signaux des normes G, I et L.

L'article de ce mois, propose l'étude de la carte de transcodage dont nous avions parlé en fin du précédent article.



Le tableau de la **figure 1** rend compte des possibilités de réception d'un tel système dont la réalisation est parue dans le précédent numéro.

Standards B et G

Toutes bandes - fréquence intermédiaire vision + 38,9 MHz; modulation négative, fréquence intermédiaire son + 33,4 MHz, modulation de fréquence.

Standards L et L'

VHF bande III - fréquence intermédiaire vision + 38,9 MHz; modulation positive, fréquence intermédiaire son + 32,4 MHz, modulation d'amplitude.

Standard I - UHF

Fréquence intermédiaire vision + 38,9 MHz; modulation négative, fréquende intermédiaire son + 32,9 MHz, modulation de fréquence.

Cette analyse montre que seules les émissions en VHF bande I au standard L' ne peuvent être décodées. En effet le sens du canal est inversé, et la conservation des valeurs de fréquence intermédiaire adoptées en bande III impliquerait une valeur de la fréquence de l'oscillateur local voisine de 10 MHz.

La carte de transcodage que nous avons conçue pallie cette impossibilité de réception des émissions bande I norme L'. Cette carte n'est qu'un palliatif et ne peut en aucun cas passer pour une solution industrielle. Il est bien évident que lorsqu'un circuit est commandé à plusieurs millions d'exemplaires, la ROM peut être modifiée.

Les tableaux de la **figure 2** montrent: la position de l'oscillateur local dans les divers cas, le sens du canal entre les porteuses vision et son et entre les fréquences intermédiaires vision et son.

Les courbes de commande automatique de fréquence juxtaposées sont relatives au signal à fournir au microcontrôleur via l'interface. Ces signaux sont délivrés par le module ST8002 RTC.

A la **figure 1**, la fréquence de l'oscillateur local est dans **tous les cas** supérieure aux fréquences porteuses vision et son. A la **figure 2**, la fréquence de l'oscillateur local est supérieure aux fréquences à recevoir **en bande I uniquement.** Pour les bandes III et IV, la fréquence de l'oscillateur local est inférieure aux fréquences porteuses.

Dans le cas de la bande I et des normes B et L', le sens des canaux étant inversé, on obtient deux fréquences intermédiaires vision différentes: 32,7 pour L' et 37,7 pour B.

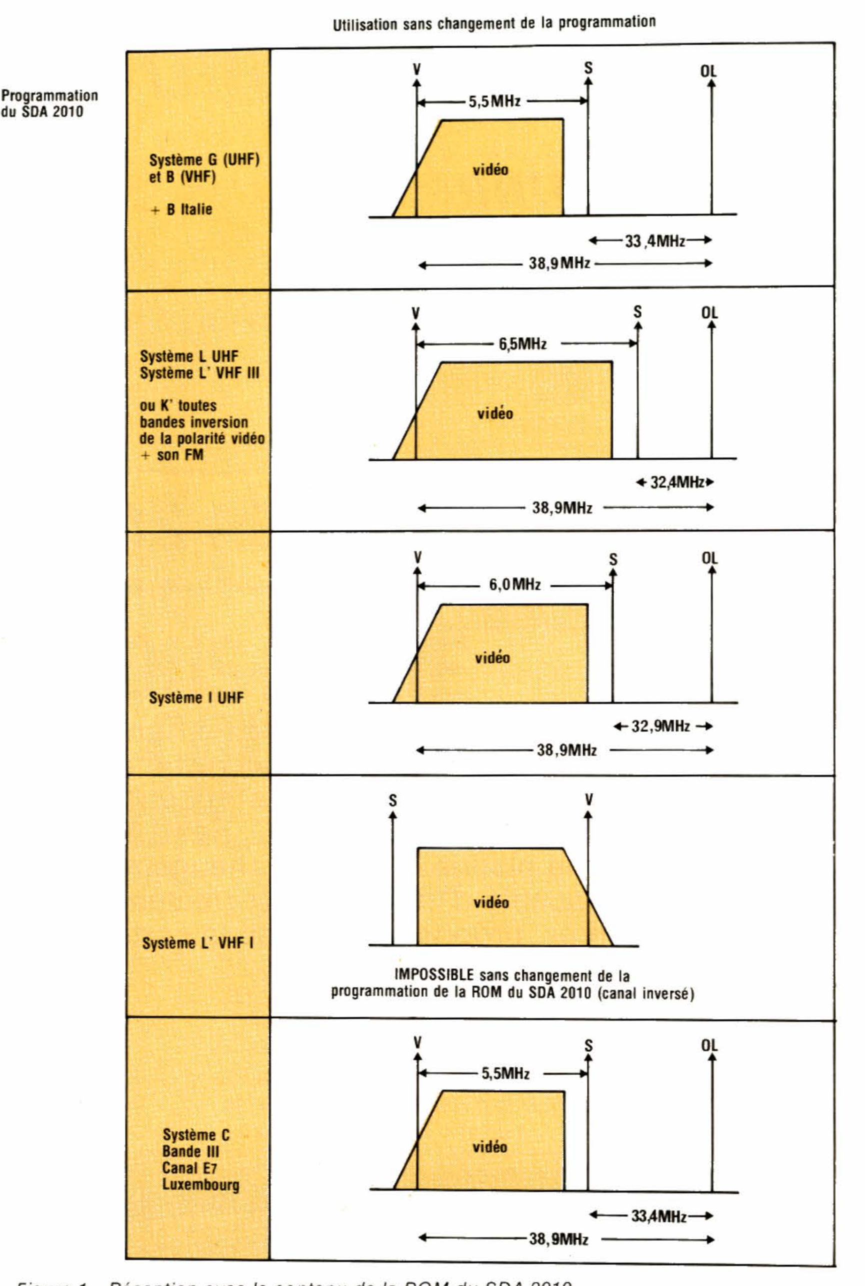


Figure 1 - Réception avec le contenu de la ROM du SDA 2010

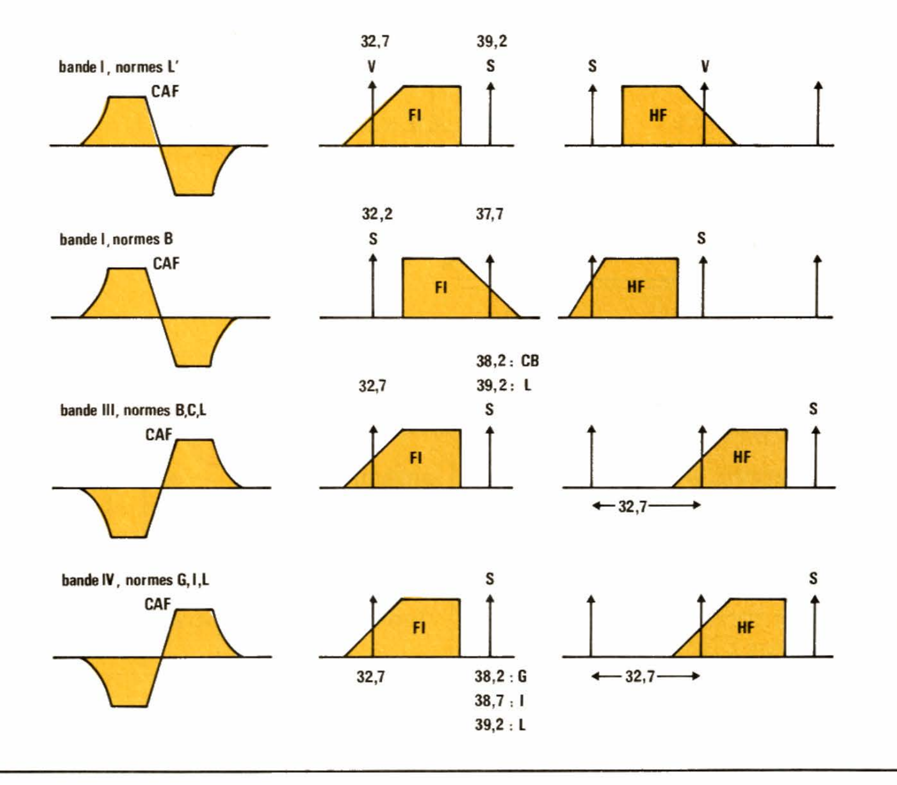
Pour toutes les autres bandes et autres standards, la fréquence intermédiaire vision vaut 32,7 MHz. Cette FIV correspond à la valeur recommandée par le SCART pour les récepteurs TV aux normes françaises. Le tableau de la **figure 2** récapitule les différentes valeurs de FI obtenues, le type de modulation du son, la fréquence son du canal adjacent inférieur et la fréquence vision du canal adjacent supérieur.

Le décalage de la position de l'oscillateur local

On est donc conduit, pour passer de la figure 1 à la figure 2, à décaler la position de l'oscillateur local **uniquement en bande III et en UHF, bandes IV et V.** La position de l'OL ne change pas en bande I. Ce décalage vaut 38,9 + 32,7 = 71,6 MHz puisque dans un cas l'OL est à 38,9 MHz à droite de la porteuse vision et dans l'autre cas à 32,7 MHz à gauche de cette même porteuse. Le système étant asservi par le synthétiseur de fréquence, il nous suffit donc de diminuer le nombre N, chargeant le diviseur programmable, d'une constante K valant: 71,6/f pas soit 71,6 MHz divisé par le pas du synthétiseur: 125 kHz. Le résultat exact de la division donne 572,8. Le diviseur ne pouvant être programmé qu'avec un nombre entier, on prend K = 573 et, comme dans le cas précédent — FI de 38,9 MHz — il sub-

Normes d'émissions	L	L'	B bande I	B bande III	G	I	C
FI vision (MHz)	32,7	32,7	37,7	32,7	32,7	32,7	32,7
FI son (MHz)	39,2	39,2	32,2	38,2	38,2	38,7	38,2
Type de modulation son	AM	AM	FM	FM	FM	FM	AM
Fréquence son Canal adjacent inférieur	31,2	31,2	39,2	31,2	30,2	30,7	31,2
Fréquence vision Canal adjacent supérieur	40,7	40,7	30,7	39,7	40,7	40,7	39,7

Figure 2 - Réception avec modification du contenu de la ROM.



siste un léger décalage entre la fréquence théorique souhaitée et la fréquence synthétisée. Nous verrons que dans tous les cas, l'écart vaut 50 kHz et, inférieur à la valeur du pas, il ne peut être réduit.

Schéma de principe de la carte de transcodage

Le schéma de principe de la carte est représenté à la **figure 3.** Rappelons que la liaison microcontrôleur-PPL se compose d'un bus de 3 lignes notées IFO, PLE, CPL.
CPL: pin 9 du µC, vers pin 7 du PLL;
IFO: pin 8 du µC, vers pin 8 du PLL;
PLE: pin 35 du µC, vers pin 10 du PLL.

Le diagramme des temps, lors d'un transfert d'informations du microcontrôleur vers le PLL est représenté par les trois premières lignes du schéma de la **figure 4.** Tous les périphériques du microcontrôleur reçoivent simultanément les lignes IFO: informations sérialisées et CPL: impulsion d'horloge. Chaque périphérique reconnaît un message lui étant adressé grâce à une troisième ligne; pour la PLL: PLE program latch enable — validation et stockage de N dans le PLL —. La sortie PLE du microcontrôleur passe donc à 1 dès qu'une série de 16 informations est transmise. L'information — état de la sortie IFO — est analysée sur les fronts montants de l'horloge CPL.

CPL

La sortie CPL délivre les impulsions d'horloge, par paquet de 8 bits (8048). Les deux premiers paquets sont utilisés pour le chargement de N1 dans le PLL et les troisième et quatrième pour le chargement des données d'affichage dans le SDA2124. L'intervalle de temps, noté tx sur le schéma de la **figure 4,** séparant les 3e et 4 paquets diffère selon le mode d'affichage: programme ou programme et canal. Cet intervalle est minimum lorsque le seul numéro de programme est affiché.

PLE et EDI

Nous avons vu que chaque périphérique « sait » que l'on s'adresse à lui grâce à une ligne supplémentaire. Les sorties PLE et EDI constituent deux de ces lignes, la première destinée au PLL et la seconde au décodeur SDA2124.

IFO

Sortie information: 16 bits en série. Dans le cas du PLL les 16 bits se décomposent de la manière suivante: une information de bande grâce aux trois bits les plus significatifs et un nombre entier N1 codé en binaire sur les treize bits les moins significatifs. Rappelons que la fréquence de l'oscillateur local est donnée par la relation:
f_{OL1} (MHz) = $N_1/8$.

Modification de N_1

Conformément à la théorie énoncée dans les paragraphes précédents, N_1 doit être modifié en N_2 valant N_1-573. On a alors:
$f_{OL2} = N_2/8 = (N_1-573)/8$.

L'opération somme ou différence ne peut se faire sur le nombre en série. Dans un premier temps, il sera donc nécessaire de disposer des 16 bits en parallèle, d'effectuer l'opération sur les treize bits les moins significatifs et d'associer les trois bits les plus significatifs au résultat. Dans un deuxième temps, le nouveau nombre de 16 bits sera sérialisé pour alimenter le PLL.

La différence

Il n'existe pas de circuits logiques

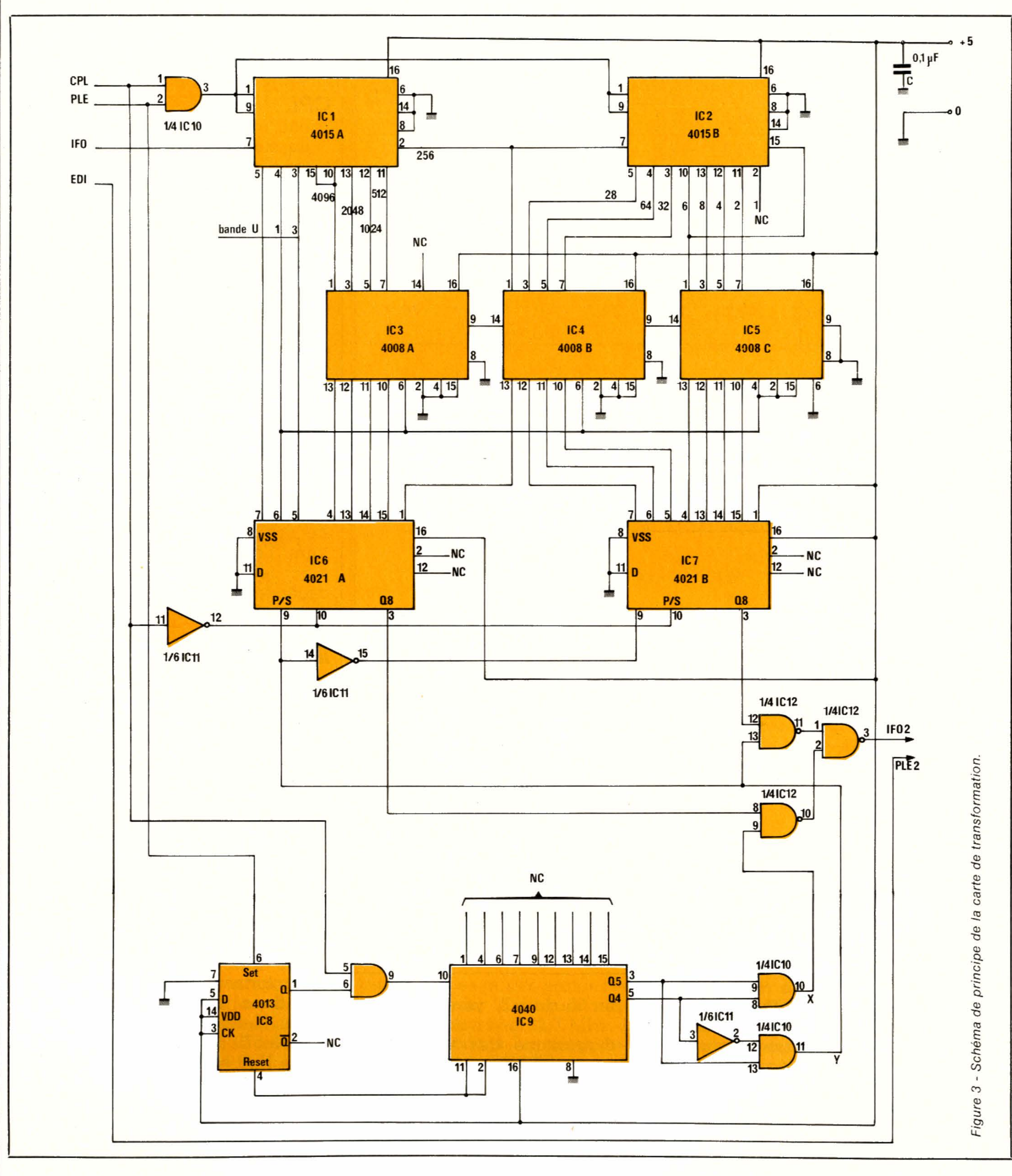


Figure 3 - Schéma de principe de la carte de transformation.

soustracteur car les additionneurs sont capables de résoudre les deux opérations : +/–.

En effet en binaire on a : N_1-573 = N_1 + complément à 2 de 573. Le complément à 2 d'un nombre entier se détermine aisément. L'énoncé suivant n'est pas une démonstration mais plutôt une recette permettant d'aboutir rapidement au résultat. Après avoir décomposé le nombre en binaire, on parcourt le résultat du bit le moins significatif au bit le plus significatif. Le premier « 1 » que l'on rencontre détermine la longueur du mot conservé. Les bits suivants s'obtiennent par inversion des bits correspondants du mot à complémenter.

Exemple : cherchons le complément à 2 de 408 qui s'écrit en binaire : 408 = 0 × 1 + 0 × 2 + 0 × 4 + 1 × 8 + 1 × 16 + 0 × 32 + 0 × 64 + 1 × 128 + 1 × 256 soit, avec le bit le moins significatif à gauche :
408 = 0 0 0 1 1 0 0 1 1, et le complément à 2
C (408) = 0 0 0 1 0 1 1 0 0.

Au cours de l'opération, les deux nombres devront être exprimés dans

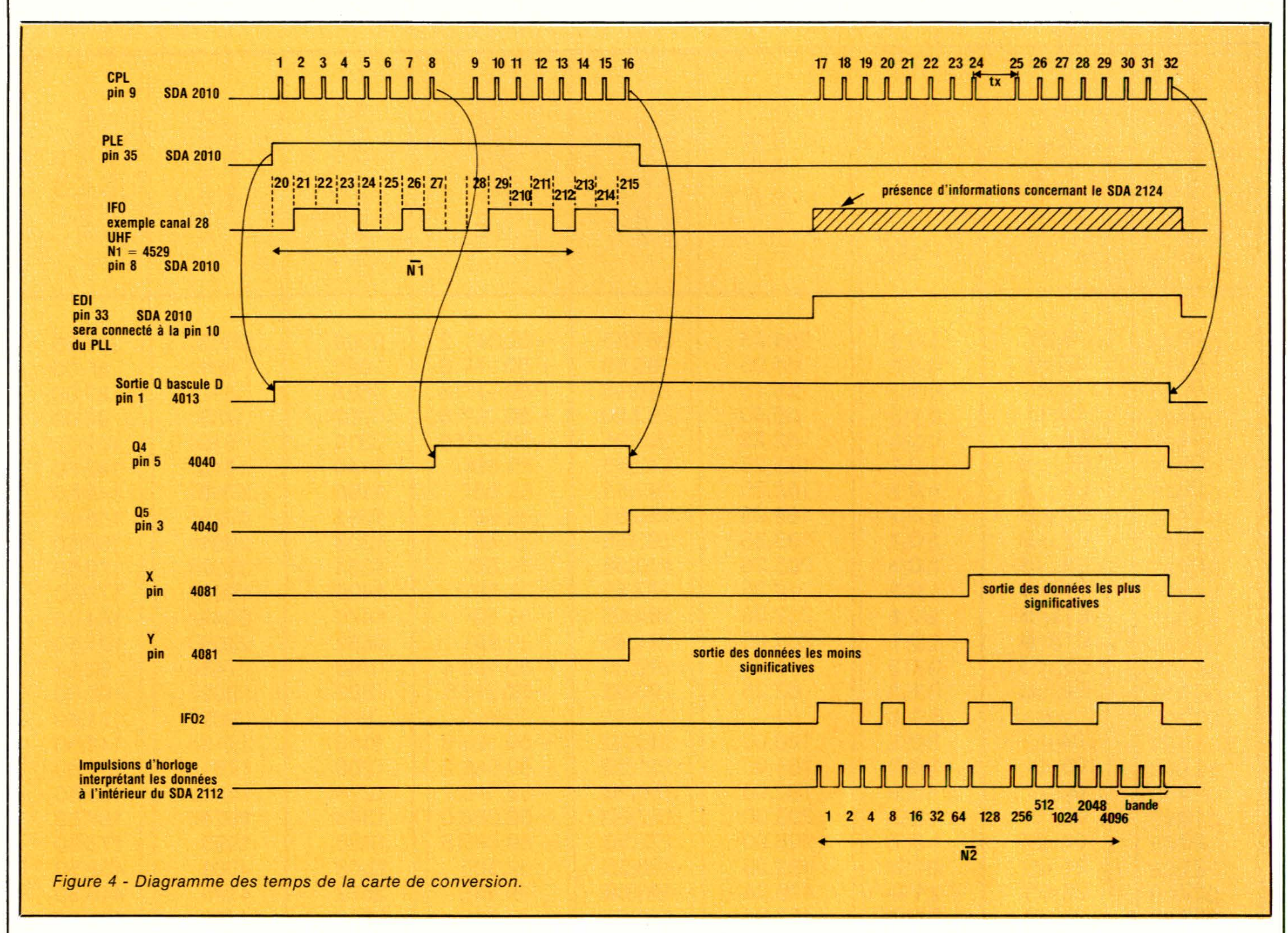


Figure 4 - Diagramme des temps de la carte de conversion.

la même base — avoir le même nombre de bits —. Il apparaît alors une retenue qui n'a pas de signification dans le résultat cherché.

En fait nous ne disposons pas du nombre N_1 mais de son complément : N_1.

Pour respecter cette complémentarité, nous devrons fournir au PLL N_2 et la relation $N_2 = N_1\text{-}573$ devra toujours être vérifiée.

Sachant que $N_2 = N_1 + 573$, la transformation sera très simple.

Rôle des différents circuits

Une première porte ET sélectionne les 16 premières impulsions d'horloge, deux premiers paquets de huit bits, et envoie ces impulsions sur les entrées horloge des registres à décalage 4015 A et B. Après la seizième impulsion d'horloge, les seize sorties des registres ont un état représentatif de N_1 associé à l'information de bande.

L'information de bande n'étant pas modifiée, les trois bits les plus significatifs sont directement transmis aux registres à entrées parallèles-sortie série : 4021 A et B. Les treize bits constituant N_1 attaquent les entrées des additionneurs 4008 A, B et C. N_1 est toujours impair, donc le bit de plus faible poids de N_1 est toujours nul. La constante étant impaire, le bit le moins significatif résultant de l'addition de N_1 et 573 vaut « 1 », quel que soit N_1. L'addition effective ne porte alors que sur les douze derniers bits et trois additionneurs 4 bits suffisent.

Aucune modification ne doit être faite en bande I. On utilise donc la sortie : bande I en service, broche 4 du 4015 A pour valider ou non l'addition. Le premier bit étant figé, mis à 1 par câblage, il subsiste un léger décalage lorsque le système est en bande I, N_2 étant obtenu par la relation $N_2 = N_1 + 1$ soit $N_2 = N_1 - 1$.

Sérialisation des nouvelles informations

Les seize premières impulsions d'horloge ne peuvent plus être utilisées pour la mise en série des nouvelles informations.

En effet, la mise en parallèle des données et l'addition ont utilisé un temps sensiblement égal au temps actif de la sortie PLE. Les nouvelles données seront donc interprétées par les coups d'horloge 17 à 32. Pour cela on remplace le signal PLE par EDI et IFO par IFO_2.

Les signaux PLE et EDI sont uniquement dirigés vers la carte de transformation. EDI alimente **simultanément** le SDA 2124 et le SDA 2112 et l'entrée IFO du SDA 2112 IFO_2. EDI, broche 33 du SDA 2010, vers PLL, broche 10 du SDA 2112. La ligne CPL n'est pas modifiée, mais le signal d'horloge est prélevé pour gérer la carte de transcodage.

Le décalage temporel de ces nouvelles données augmente légèrement le temps de verrouillage. Bien que cette augmentation soit perceptible, le temps de verrouillage du synthétiseur reste égal à quelques dizaines de millisecondes.

Modification du tableau

La réalisation parue dans le numéro précédent était accompagnée d'un tableau détaillant le contenu de la ROM du SDA 2010.

Adresse mémoire	Nom du canal	Bande 13U	Porteuse vision en MHz	Fréquence OL pour FIV 32,7 ou 37,7 B, I en MHz	Δf kHz (1) voir texte	Diviseur-Constante N-573 ou N-1	Diviseur en mémoire : N	f théorique synthétisée MHz
00	S 20	1 0 1	294,25	261,55	− 50 + 2	2090	2663	261,25
01	E2-B	0 1 1	48,25	85,95	+ 50 + 8	680	681	85,00
02	01-L'	0 1 1	55,75	88,45	+ 50 + 18	696	697	87,00
03	02-L'	0 1 1	60,50	93,20	+ 50 − 6	752	753	94,00
04	E4 B	0 1 1	62,25	99,95	− 50 + 50	810	810	101,25
05	E5 B	1 0 1	175,25	142,55	− 50	1140	1713	142,50
06	E6 B	1 0 1	182,25	149,55	− 50	1196	1769	149,50
07	E7 B	1 0 1	189,25	156,55	− 50	1252	1825	156,90
08	E8 B	1 0 1	196,25	163,55	− 50	1308	1881	163,50
09	E9 B	1 0 1	203,25	170,55	− 50	1364	1937	170,50
10	E10 B	1 0 1	210,25	177,55	− 50	1420	1993	177,50
11	E11 B	1 0 1	217,25	184,55	− 50	1476	2049	184,50
12	E12 B	1 0 1	224,25	191,55	− 50	1532	2105	191,50
13	E3 B	0 1 1	55,25	92,95	+ 50 + 4	740	741	92,50
14	E4 B	0 1 1	62,25	99,95	+ 50 − 8	808	809	101,00
15	—	0 1 1	—	—	—	968	969	121,00
16	04 L'	1 0 1	176,00	143,30	− 50 + 6	1140	1713	142,50
17	05 L'	1 0 1	184,00	151,30	− 50 + 2	1208	1781	151,00
18	06 L'	1 0 1	192,00	159,30	− 50 − 2	1276	1849	159,50
19	07 L'	1 0 1	200,00	167,30	− 50 − 10	1348	1921	168,50
20	08 L'	1 0 1	208,00	175,30	− 50 − 18	1420	1993	177,50
21	21 (2)	1 1 0	471,25	438,55	− 50	3508	4081	438,50
22	22 (2)	1 1 0	479,25	446,55	− 50	3572	4145	446,50
23	23 (2)	1 1 0	487,25	454,55	− 50	3666	4209	454,50
24	24 (2)	1 1 0	495,25	462,55	− 50	3700	4273	462,50
25	25 (2)	1 1 0	503,25	470,55	− 50	3764	4337	470,50
26	26 (2)	1 1 0	511,25	478,55	− 50	3828	4401	478,50
27	27 (2)	1 1 0	519,25	486,55	− 50	3892	4465	486,50
28	28 (2)	1 1 0	527,25	494,55	− 50	3956	4529	494,50
29	29 (2)	1 1 0	535,25	502,55	− 50	4020	4593	502,50
30	30 (2)	1 1 0	543,25	510,55	− 50	4084	4657	510,50
31	31 (2)	1 1 0	551,25	518,55	− 50	4148	4721	518,50
32	32 (2)	1 1 0	559,25	526,55	− 50	4212	4785	526,50
33	33 (2)	1 1 0	567,25	534,55	− 50	4276	4849	534,50
34	34 (2)	1 1 0	575,25	542,55	− 50	4340	4913	542,50
35	35 (2)	1 1 0	583,25	550,55	− 50	4404	4977	550,50
36	36 (2)	1 1 0	591,25	558,55	− 50	4468	5041	558,50
37	37 (2)	1 1 0	599,25	566,55	− 50	4532	5105	566,50
38	38 (2)	1 1 0	607,25	574,55	− 50	4596	5169	574,50
39	39 (2)	1 1 0	615,25	582,55	− 50	4660	5233	582,50
40	40 (2)	1 1 0	623,25	590,55	− 50	4724	5297	590,50
41	41 (2)	1 1 0	631,25	598,55	− 50	4788	5361	598,50
42	42 (2)	1 1 0	639,25	606,55	− 50	4852	5425	606,50
43	43 (2)	1 1 0	647,25	614,55	− 50	4916	5489	614,50
44	44 (2)	1 1 0	655,25	622,55	− 50	4980	5553	622,50
45	45 (2)	1 1 0	663,25	620,55	− 50	5044	5617	630,50
46	46 (2)	1 1 0	671,25	638,55	− 50	5108	5681	638,50
47	47 (2)	1 1 0	679,25	646,55	− 50	5172	5745	646,50
48	48 (2)	1 1 0	687,25	654,55	− 50	5236	5809	654,50
49	49 (2)	1 1 0	695,25	662,55	− 50	5300	5873	662,50

(1) Après actions de corrections sur FT + ou FT − si besoin est.
(2) Normes L, G, I.

Adresse mémoire	Nom du canal	Bande 1 3 U	Porteuse vision en MHz	fréquence OL pour FIV 32,7	Δf kHz (1) voir texte	Diviseur-Constante N-573 ou N-1	Diviseur en mémoire : N	f théorique synthétisée MHz
50	50 (2)	1 1 0	703,25	670,55	– 50	5364	5937	670,50
51	51 (2)	1 1 0	711,25	678,55	– 50	5428	6001	678,50
52	52 (2)	1 1 0	719,25	686,55	– 50	5492	6065	686,50
53	53 (2)	1 1 0	727,25	694,55	– 50	5556	6129	694,50
54	54 (2)	1 1 0	735,25	702,55	– 50	5620	6193	702,50
55	55 (2)	1 1 0	743,25	710,55	– 50	5684	6257	710,50
56	56 (2)	1 1 0	751,25	718,55	– 50	5748	6321	718,50
57	57 (2)	1 1 0	759,25	726,55	– 50	5812	6385	726,50
58	58 (2)	1 1 0	767,25	734,55	– 50	5876	6449	734,50
59	59 (2)	1 1 0	775,25	742,55	– 50	5940	6513	742,50
60	60 (2)	1 1 0	783,25	750,55	– 50	6004	6577	750,50
61	61 (2)	1 1 0	791,25	758,55	– 50	6068	6641	758,50
62	62 (2)	1 1 0	799,25	766,55	– 50	6132	6705	766,50
63	63 (2)	1 1 0	807,25	774,55	– 50	6196	6769	774,50
64	64 (2)	1 1 0	815,25	782,55	– 50	6260	6833	782,50
65	65 (2)	1 1 0	823,25	790,55	– 50	6324	6897	790,50
66	66 (2)	1 1 0	831,25	798,55	– 50	6388	6961	798,50
67	67 (2)	1 1 0	839,25	806,55	– 50	6452	7025	806,50
68	68 (2)	1 1 0	847,25	814,55	– 50	6516	7089	814,50
69	69 (2)	1 1 0	855,25	822,55	– 50	6580	7153	822,50
70	70	1 1 0	863,25	830,55	– 50	6644	7217	830,50
71	71	1 1 0	871,25	838,55	– 50	6708	7281	838,50
72	72	1 1 0	879,25	846,55	– 50	6772	7345	846,50
73	73	1 1 0	887,25	854,55	– 50	6836	7409	854,50
74	—	0 1 1	—	—	—	864	865	108,00
75	—	0 1 1	—	—	—	920	921	115,00
76	—	0 1 1	—	—	—	976	977	122,00
77	—	0 1 1	—	—	—	1032	1033	129,00
78	—	0 1 1	—	—	—	1088	1089	136,00
79	03 L'	0 1 1	63,75	96,45	– 50 – 14	784	785	98,00
80	—	0 1 1	—	—	—	1056	1057	132,00
81	—	0 1 1	—	—	—	1152	1153	144,00
82	S2	1 0 1	112,25	79,55	– 50	636	1209	79,50
83	S3	1 0 1	119,25	86,55	– 50	692	1265	86,50
84	S4	1 0 1	126,25	93,55	– 50	748	1321	93,50
85	S5	1 0 1	133,25	100,55	– 50	804	1377	100,50
86	S6	1 0 1	140,25	107,55	– 50	860	1433	107,50
87	S7	1 0 1	147,25	114,55	– 50	916	1489	114,50
88	S8	1 0 1	154,25	121,55	– 50	972	1545	121,50
89	S9	1 0 1	161,25	128,55	– 50	1028	1601	128,50
90	S10	1 0 1	168,25	135,55	– 50	1084	1657	135,50
91	S11	1 0 1	231,25	198,55	– 50	1588	2161	198,50
92	S12	1 0 1	238,25	205,55	– 50	1644	2217	205,50
93	S13	1 0 1	245,25	212,55	– 50	1700	2279	212,50
94	S14	1 0 1	252,25	219,55	– 50	1756	2329	219,50
95	S15	1 0 1	259,25	226,55	– 50	1812	2385	226,50
96	S16	1 0 1	266,25	233,55	– 50	1868	2441	233,50
97	S17	1 0 1	273,25	240,55	– 50	1924	2497	240,50
98	S18	1 0 1	280,25	247,55	– 50	1980	2553	247,50
99	S19	1 0 1	287,25	254,55	– 50	2036	2609	254,50

Figure 5 - Fréquences obtenues par modification des données envoyées au PLL SDA2112 sans modification des données contenues dans la ROM du microcontrôleur SDA2010.

Multistandard B6 ILL'

Le nouveau tableau, représenté à la **figure 5**, tient compte des modifications apportées par la carte de transcodage :
en bande I, N se transforme en N-1.

En bande III, IV et V, N se transforme en N-573.

Les 1re, 3e et 8e colonne ne sont pas modifiées. La septième colonne représente le nombre N obtenu après modification : N-573 ou N-1, et la neuvième colonne, la fréquence théorique synthétisée :
f_{OL} = (N-573)/8 ou f_{OL} = (N-1)/8 en MHz.

A la deuxième colonne on trouve le nom du canal pouvant être reçu à cette adresse et à la quatrième colonne la valeur de la porteuse vision correspondant à ce canal. A la valeur de la porteuse vision, on soustrait 32,7 MHz pour obtenir la fréquence de l'oscillateur local souhaitée, excepté en norme B, bande I où l'on ajoute 37,7 MHz, ce qui explique la différence pour les canaux E2B, E3B et E4B — voir **figure 2** —. La sixième colonne comporte un nombre + 50 ou − 50 exprimé en kHz représentant la différence : f théorique souhaitée - f théorique synthétisée.

Ce décalage ne peut être réduit, il est parfois accompagné d'un deuxième nombre qui correspond au nombre d'actions sur les commandes d'accord fin vers le haut : +, ou vers le bas, −.

Réalisation pratique

Les dix circuits CMOS nécessaires sont supportés par un circuit imprimé dont le tracé des pistes est représenté à la **figure 6** et l'implantation des composants à la **figure 7**. Les liaisons sont extrêmement simples, la carte s'intercale entre le microcontrôleur et le PLL. Les liaisons IFO et PLE sur la carte principale doivent être interrompues, en coupant les pistes par exemple. Le sectionnement sera effectué assez près du PLL SDA2112 car ces modifications n'interfèrent nullement avec les autres périphériques : mémoire, affichage, télécommande, etc.
IFO, pin 8 SDA2010 vers pin 8 SDA2112 et PLE, pin 35 SDA2010 vers pin 10 SDA2112.

Le synthétiseur ainsi constitué est alors prêt à recevoir le tuner RTC UVF10. Il existe alors deux options : réception des seules émissions françaises, impliquant l'utilisation du module RTC : ST8001 ou réception

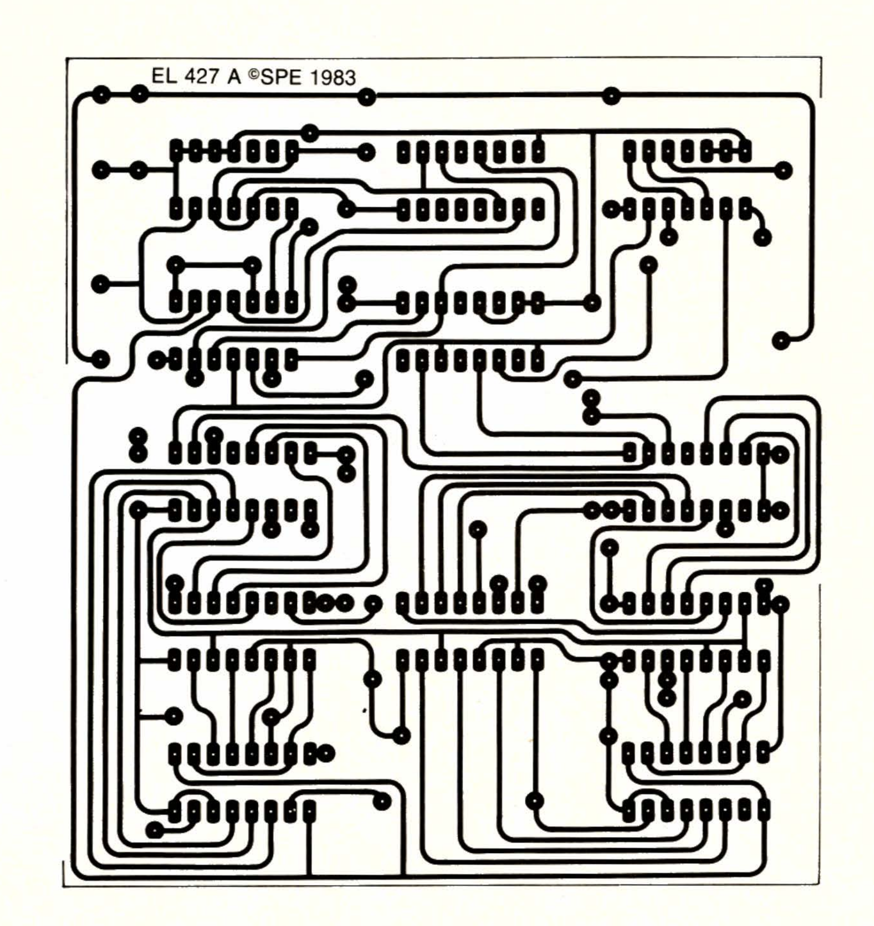


Figure 6

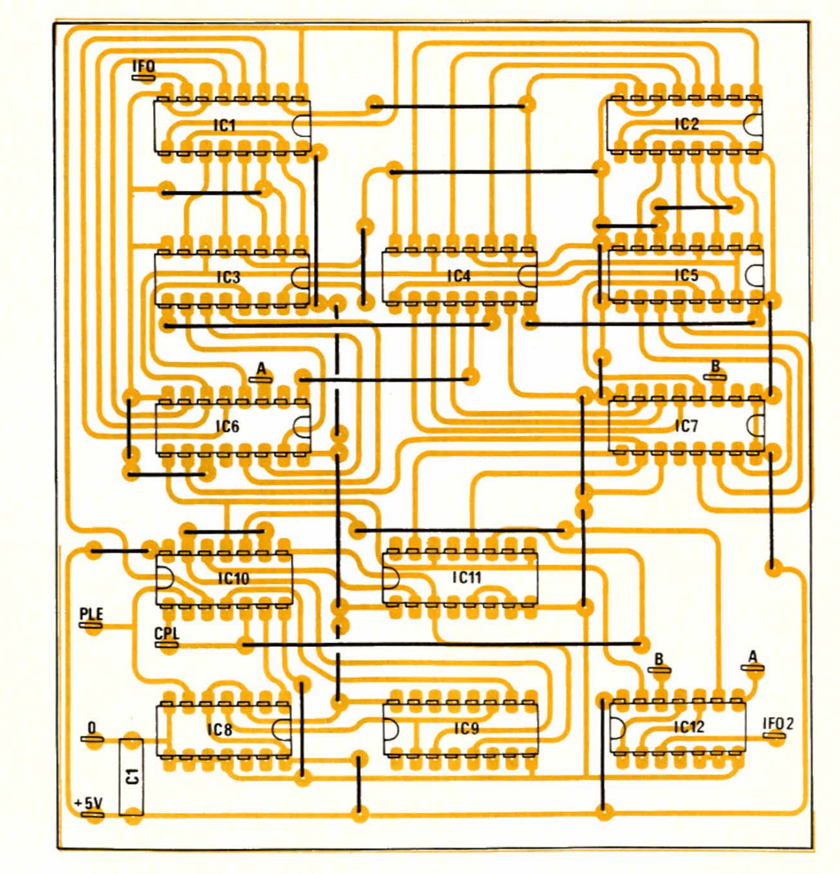
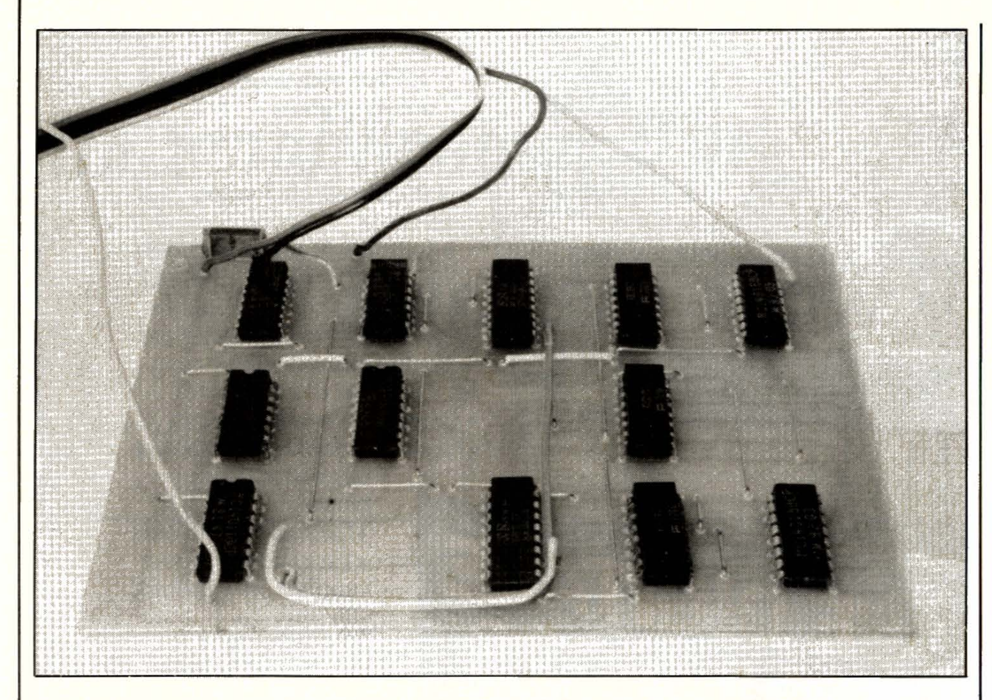


Figure 7



multinorme avec les modules ST8002 et ST8003.

Conclusion

Cet ensemble, pour un coût raisonnable, permet la réception des émissions aux normes étrangères. L'emploi des modules RTC réduit considérablement le temps nécessaire à la réalisation d'un tel appareil qui se limite alors au câblage de l'alimentation et de la platine principale SDA2010. Cette description sera prochainement complétée par la réalisation d'un décodeur PAL/SECAM et d'un moniteur couleur et finalement associée à une carte télétexte capable d'interpréter les programmes Antiope.

Note

Les diverses photos font apparaître une cornière d'aluminium assurant la liaison mécanique entre le tuner et le fond du châssis ESM. **En aucun cas** la ceinture du tuner ne devra être percée, en débouchant, le foret causerait des dégâts irréparables. La liaison sera assurée par deux écroux soudés sur la ceinture, à l'extérieur bien évidemment. La même opération sera retenue pour la fixation des modules ST8000.

Nomenclature

Condensateur

C_1 : 100 nF MKH

Circuits intégrés

IC_1, IC_2 : 4015
IC_3, IC_4, IC_5 : 4008
IC_6, IC_7 : 4021
IC_8 : 4013
IC_9 : 4040
IC_{10} : 4081
IC_{11} : 4049
IC_{12} : 4011

ST 8003
29 27 25 23 21 19 12 5 3
ST 8002
1 2 3 4 5 7 8 9 10 11 12 13 14 15 17 18 19 20
venant de la platine SDA 2010
47 kΩ
47 kΩ
10nF
UVF 10
1
3
U
CAG
-12
Varicap
0
FI
0
56pF
B6
LL'
sortie son vers prise cinch face arrière
sortie vidéo vers embase BNC face arrière
0
+12
-12

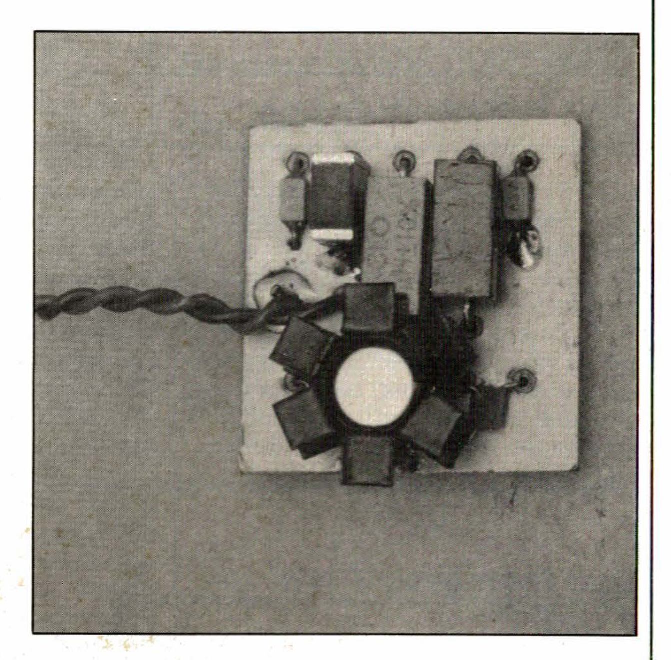
Ce schéma indique l'interconnexion à effectuer entre le tuner UVF 10 et les modules ST 8002 et ST 8003 dans la configuration « réception multinorme ».

Un amplificateur UHF de puissance 1 mW



Le rôle d'un amplificateur d'antenne est généralement d'amener à un niveau exploitable, les très faibles signaux émanant du collecteur d'ondes. L'accent est donc mis sur le gain, qui doit être important, et sur le facteur de bruit, caractéristique capitale qui fixe directement la qualité des signaux traités.

Des composants de plus en plus performants sont développés afin d'aller toujours plus loin dans ces directions, mais parfois avec d'autres avantages simultanés, tels que l'augmentation de la puissance maximum de sortie, ce qui n'est pas sans intérêt, comme nous allons le voir.



Evolution de la technique des amplificateurs d'antenne UHF

Bien des progrès ont été accomplis depuis les tubes triode et les transistors Germanium des débuts de la deuxième chaîne : nous avons eu l'occasion, dans le passé, de décrire la réalisation de préamplificateurs équipés de **transistors hyperfréquences au Silicium**, présentant un très faible facteur de bruit, puis de **modules hybrides**, assimilables à des circuits intégrés, et simplifiant donc considérablement la mise en œuvre pratique, toujours délicate au-delà de quelques centaines de MHz. Aujourd'hui, le dernier cri de la technique se trouve être l'utilisation de transistors à effet de champ à l'ARSENIURE DE GALLIUM (tout comme les diodes LED).

En fait, de tels transistors existent depuis le milieu des années 70, et ont été découverts au Japon lors de recherches visant à remplacer les très coûteux amplificateurs paramétriques équipant les stations de télécommunications par satellite, devant parfois fonctionner sous azote liquide pour garantir un facteur de bruit satisfaisant !

Ce n'est cependant qu'en 1981 que les cadences de production ont pu atteindre un niveau permettant à ces composants de devenir relativement abordables.

C'est enfin à la mi-82 que la technologie européenne a relevé le défi, avec l'introduction par SIEMENS d'un CIRCUIT INTEGRE MONOLITHIQUE GaAs, en première mondiale !

Un amplificateur utilisant ce type de composant présente l'avantage d'être très simple à réaliser, puisque le câblage le plus critique est déjà prévu à l'intérieur même du circuit intégré. Le prix de vente du CGY 21 (c'est son nom), reste cependant un peu élevé, ce qui ne permet de l'utiliser que dans des applications mettant à profit ses caractéristiques particulières.

Afin de pouvoir délimiter correctement les domaines d'applications de ce composant, nous allons comparer ses caractéristiques à celles des amplificateurs réalisés selon les autres technologiques utilisables.

Le tableau de la **figure 1** regroupe les principales caractéristiques de trois montages représentatifs de l'état actuel de la technique.

On peut conclure de cette rapide étude, que le montage classique à deux transistors reste « dans la course » puisqu'il permet d'obtenir des performances très honorables pour un coût sans concurrence. En revanche, sa réalisation pratique exige des soins extrêmes, sous peine de voir le gain tomber à l'unité (ou moins !) dès les 200 MHz...

Le module hybride (genre SH 120), représente à coup sûr le meilleur compromis entre performances « haut de gamme », prix raisonnable, et utilisation à la portée de tous.

Le nouveau circuit monolithique

Dispositif	2 × BFT 65 (Siemens)	SH 120 (SGS ATES)	CGY 21 (Siemens)
Technologie	transistor Si	module hybride	CI AsGa monolithique
Coût	1 petit cochon	1 petit cochon	2 petits cochons
Bande passante	1 à 1 000 MHz	30 à 900 MHz	40 à 860 MHz (possibilité 0 à 3 GHz)
Gain	20 dB	19 dB	23 dB
Facteur de bruit	5 dB	4,5 dB	4,5 dB
Niveau de sortie pour − 60 dB IM	130 mV	100 mV	350 mV
Consommation	28 mA	20 mA	300 mA
Tension alim.	12 V	12 V	4,5 V
Complexité du montage	★★★	★	★★

Figure 1 - Comparaison entre trois solutions

CGY 21 coûte légèrement plus cher, pour des performances générales un peu supérieures. Cependant, il se distingue par un niveau maximum de sortie (à − 60 dB d'intermodulation), plus de trois fois supérieur. En ternes de puissance, l'amélioration est d'environ **dix fois,** ce qui permet d'obtenir **plus d'un milliwatt** sur une charge de 75 ohms, puissance qui, en UHF, est loin d'être négligeable !

Que faire avec 1 mW d'UHF ?

Une puissance d'un milliwatt peut faire sourire en comparaison de celles utilisées en émission. Pourtant, on peut essayer de raccorder un amplificateur à CGY 21 entre une petite antenne TV et une source convenable de modulation, telle qu'un magnétoscope ou un ordinateur individuel à sortie UHF : on pourra recevoir « l'émission » sur n'importe quel téléviseur dans un rayon variant entre quelques mètres et quelques centaines de mètres selon sa sensibilité et le gain des antennes employées, dont l'influence est considérable à ces fréquences.

On peut songer à créer ainsi des mini-réémetteurs, destinés à éviter un inesthétique coaxial entre le magnétoscope du salon, et le « second récepteur » placé dans la cuisine ou la chambre à coucher. Sans aller jusqu'à la création de stations de « TV libre » à l'échelle d'un immeuble, on peut utiliser ce système chaque fois que la pose d'un câble s'avère délicate ou impossible. Lorsque l'on décide de rester fidèle au câble, on constate que toute longueur supplémentaire et tout répartiteur affaiblit sérieusement le signal utile. L'utilisation en tête de distribution d'un amplificateur à fort gain en puissance permet d'attaquer victorieusement un réseau à fortes pertes. Dans tous ces cas, l'avantage de l'amplificateur à CGY 21 réside dans une forte puissance disponible sans aucun réglage d'accord, puisque le circuit est à large bande, de 40 à 860 MHz et même bien au-delà avec une légère perte de gain (on mesure encore 19 dB à 1 GHz, et il n'est pas impossible d'atteindre les 3 GHz !). Dès que la télédiffusion directe par satellite deviendra une réalité, le CGY 21 constituera un excellent choix au niveau des étages à grand gain devant suivre le changeur de fréquence 12 GHz.

Réalisation pratique

Le schéma de la **figure 2** reste très simple, puisqu'il ne comporte que les composants non logeables dans un circuit monolithique. En particulier, les deux selfs de 1 µH pourront être réalisées de diverses manières :

— achat de selfs marquées,
— utilisation de petites selfs de choc sur perle ferrite (genre VK 200 ou similaire),
— selfs à air : 20 spires de fil émaillé ∅ 0,25 mm sur ∅ 3,5 mm.

Les condensateurs seront exclusivement du type céramique disque 63 V (aussi petits que possible), à l'exception du 0,22 µF qui pourra être un MKH.

Le câblage est bien sûr assez critique, mais beaucoup moins que dans le cas d'un montage à transistors discrets.

On prendra les précautions classiques en matière de composants MOS (notamment fer à souder relié à la terre, de même que le corps de l'opérateur), car les composants GaAs sont aussi fragiles, si ce n'est davantage.

Le circuit imprimé dont le tracé apparaît à la **figure 3** sera équipé d'après le schéma d'implantation de la **figure 4,** en veillant à ce que les fils des composants soient enfoncés le plus à fond possible dans leurs trous. Seul le CGY 21 pourra être écarté de quelques millimètres du circuit, afin de dégager la place de son clip refroidisseur (avec 300 mA de consommation, le circuit intégré chauffe en effet assez fortement).

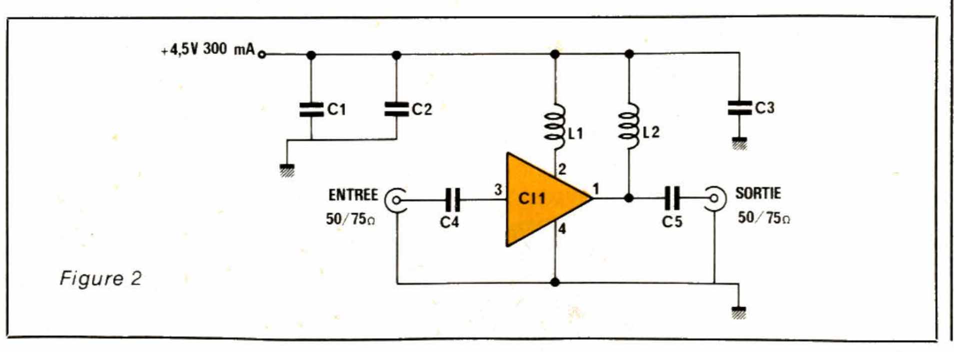
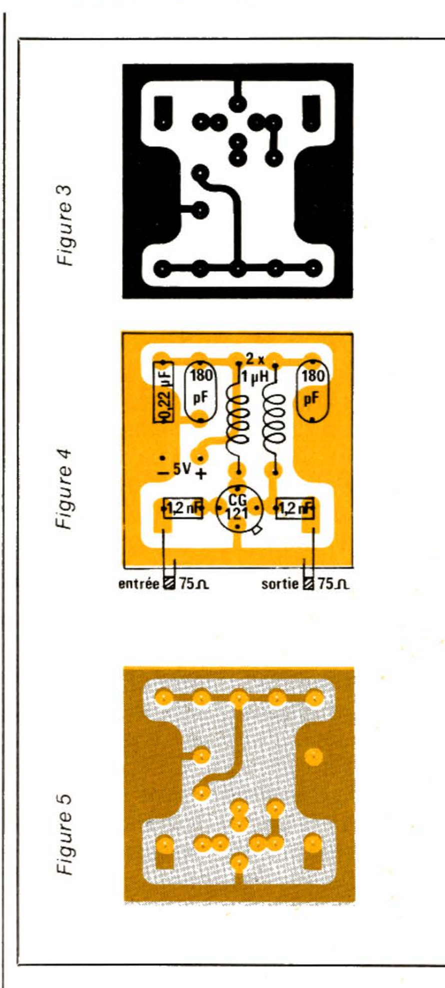


Figure 2



Il est avantageux côté stabilité (quoi que non indispensable), de prévoir un plan de masse côté composants, d'après le tracé de la **figure 5**. On pourra bien sûr faire appel à la technique de la gravure double face, mais il est plus commode d'utiliser de la feuille de cuivre de 35 microns autocollante, dans laquelle il sera facile de ménager des trous à l'aide d'un forêt de 4 mm tenu à la main, ou d'un outil à interrompre les VEROBOARDS. De telles feuilles de cuivre sont fabriquées par BISHOP GRAPHICS, et commercialisées en France sous la marque CIRCUIT IMPRIME FRANÇAIS. Elles se révèlent précieuses pour toutes sortes de blindages.

Il existe également sous la même marque, des pastilles et rubans autocollants **en cuivre** permettant la composition immédiate de circuits imprimés sur de l'époxy nu, sans aucune opération de gravure. Compte tenu de leur prix assez élevé, ces pièces sont surtout rentables pour la réalisation de circuits à faible nombre de liaisons, comme celui décrit ici.

Pour utiliser l'amplificateur, il suffit de l'équiper de deux câbles coaxiaux **soudés côté cuivre**, et reliés à l'installation par des prises appropriées.

Il est important de ne pas dépasser 5 V au niveau de l'alimentation (4,5 V nominal), sous peine de destruction immédiate du CGY 21. Il n'est pourtant pas recommandé d'utiliser une pile plate, en raison de la consommation notable de l'ensemble. On veillera à éviter toute inversion de polarité, également catastrophique. Le plus commode semble d'adjoindre au montage une petite alimentation secteur raccordée à demeure.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Condensateurs
C_1 : 0,22 µF
C_2 : 180 pF, céramique 63 V
C_3 : 180 pF, céramique 63 V
C_4 : 1,2 nF, céramique 63 V
C_5 : 1,2 nF

Circuits intégrés
CI_1 : CGY 21 Siemens

Divers
2 selfs de 1 µH (voir texte)

Infos

• Nouveautés matériel •

ORIC-1, un ordinateur qui monte...

ASN diffusion fait le point après deux mois de commercialisation de ORIC-1.

— 3 500 ORIC-1 ont été livrés au 30 avril 1983.

— Les commandes globales au 30 avril se montent à 10 000 ORIC-1 :

— 9 000 en version 48 K

— 1 000 en version 16 K

— Les prévisions de commandes à fin 1983 permettent d'envisager la vente de 50 000 ORIC-1 en version 48 K et 20 000 en version 16 K.

Après 2 mois de commercialisation, A.S.N. diffusion a réalisé l'adaptation complète d'ORIC-1 au marché français :

— l'alimentation de l'unité centrale (précédemment du standard anglais) est modifiée et est maintenant fournie au standard français,

— le manuel est en français,

— la cassette de démonstration devient en français.

On peut considérer que ce microordinateur connaîtra un succès équivalent à celui du ZX 81, peut-être parce que le spectrum Sinclair n'est pas sorti en temps voulu.

En attendant le modulateur Secam qui est à l'étude et qui sera vraisemblablement disponible en juin, un modulateur N et B UHF est d'ores et déjà disponible.

Les cordons de liaison aux lecteurs de cassettes et aux imprimantes Centronic sont désormais commercialisés.



Infos

• Nouveautés matériel •

Texas Instruments et ses nouveautés à la Foire de Paris

A l'occasion de la Foire de Paris, du 30 avril au 12 mai 1983, Texas Instruments a présenté ses dernières nouveautés et notamment 7 nouvelles cartouches pour l'ordinateur familial TI99/4A.

Dans le cadre du salon « Vivre avec l'informatique », sur son stand, les visiteurs ont pu expérimenter les nombreux logiciels d'éducation, de jeux et d'initiation à l'informatique.

Jeux et éducation 7 nouvelles cartouches pour le TI99/4A

Logiciels d'éducation - où le calcul devient un jeu

Six nouveaux logiciels en français pour apprendre les quatre opérations de base tout en s'amusant. L'enfant acquiert vitesse et exactitude dans le calcul mental par la répétition des questions. Au cours du jeu, l'enfant se trouve alors toujours confronté à des envahisseurs, des robots, des taupes, des météorites, des dragons, des caïmans. Pour se défendre, il doit donner la réponse exacte à l'opération posée; la réponse au calcul posé est bonne, l'enfant passe au problème suivant et améliore son score; la réponse est mauvaise, l'enfant perd des points et des munitions. La rapidité de calcul et les réflexes de l'enfant le sauvent de ses ennemis.

Alien addition
L'addition et les envahisseurs d'Alien.
Référence: PHM 3115 - DLM 2.

Minus mission
Soustraction et le robot.
Réfférence: PHM 3118 - DLM 5.

Meteor multiplication
Multiplication et les météorites.
Référence: PHM 3119 - DLM 6.

Demolition division
Division et la taupe.
Référence: PHM 3116 - DLM 3.

Dragon Mix
Multiplication, division et le dragon.
Référence: PHM 3115 - DLM 4.

Alligator Mix
Les quatre opérations de base et les caïmans.
Référence: PHM 3114 - DLM 1.

Cartouche de jeu - Parsec - Guerre sur la planète Alien

Aux commandes du vaisseau Parsec, vous patrouillez aux environs de la planète Alien. Des petits chasseurs approchent et réduisent les possibilités de manœuvre du vaisseau, afin de chercher à provoquer la collision. Après les chasseurs, des croiseurs encore plus agressifs, armés de missiles à photon traquent le vaisseau et font feu. Vous devez les éviter et les détruire par un tir très précis du laser. Si vous êtes toujours « en vie », il ne faut surtout pas relacher l'attention pour naviguer à travers les ceintures d'astéroïdes et faire le plein de fuel du vaisseau sans risquer la destruction au sol. Les dangers et l'intérêt du jeu sont renouvelés par sept vagues d'attaquants Alien différents, dans un environnement de plus en plus difficile. Vous avez droit quand même pour résister à ces assauts, à un contingent initial de 5 vaisseaux, renouvelables suivant le score.

A noter:
En plus du bruitage de guerre spatiale existant dans le programme, vous avez la possibilité de brancher sur la console un synthétiseur de voix PHP 1500. L'ordinateur alors vous parle en anglais grâce à sa voix synthétique, annonce l'approche de l'ennemi et commente cette bataille de l'espace.

Parsec: un jeu d'action et de réflexes sous forme de cartouche enfichable avec manuel en français.
Durée: selon l'habileté du pilote.
Référence: PHM 3112.
Synthétiseur de voix (en option).
Référence: PHP 1500.
Les logiciels sont en vente dans les grands magasins et magasins spécialisés.



Commutateur électronique à large bande (> 15 MHz)



Nombreux sont maintenant les électroniciens amateurs équipés d'un laboratoire sérieux, donc d'un oscilloscope : aucun travail efficace d'étude ou de mise au point d'une maquette ne peut se concevoir sans cet appareil.

Les budgets n'étant pas extensibles, beaucoup doivent malheureusement se contenter d'un monotrace. C'est un handicap évident dans bien des cas, où il apparaît nécessaire de suivre l'évolution d'un signal à travers un montage : l'affichage simultané des traces prélevées en deux points différents autorise seul une comparaison commode.

Avec la réalisation que nous proposons ici, nos lecteurs pourront, pour une dépense assez modeste, accéder aux avantages d'un oscilloscope bicourbe.

Grâce à une mise au point à laquelle tous ne pourront pas accéder, puisqu'elle exige à son tour d'importants moyens de contrôle, l'auteur a pu obtenir, sur son prototype, une bande passante de 22,5 MHz (à + 1 et — 3 dB). Mais qu'on se rassure : avec les valeurs standard indiquées dans nos schémas, et sous réserve d'une reproduction fidèle des circuits et du câblage, chacun sera certain d'atteindre au moins 15 MHz. C'est plus qu'il n'en faut pour compléter — cas le plus courant — un oscilloscope de 10 MHz.

Quelques considérations théoriques

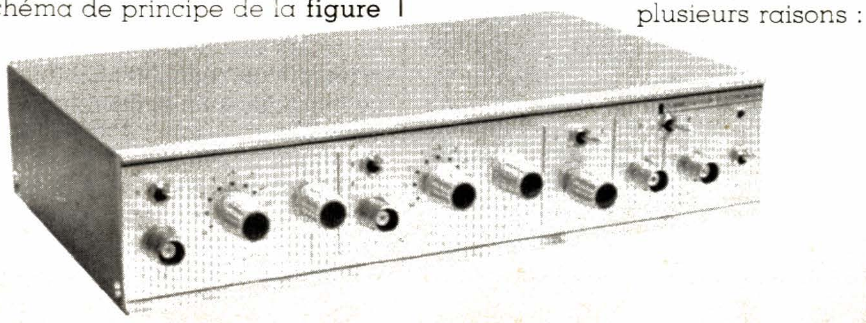
Après avoir brièvement rappelé le principe du découpage électronique, nous comparerons les avantages et les inconvénients des modes « découpé » et « alterné », afin de justifier le choix effectué dans notre réalisation. Nous dirons aussi quelques mots des problèmes posés par la synchronisation.

Structure et fonctionnement d'un commutateur électronique

Réduit à sa plus simple expression, tout commutateur se ramène au schéma de principe de la **figure** 1. Les deux signaux à examiner, sont appliqués, chacun, sur l'une des entrées. Un circuit de commande ouvre et ferme, alternativement, les interrupteurs K_1 et K_2. Des échantillons des signaux 1 et 2, sont donc tour à tour dirigés vers l'unique amplificateur vertical de l'oscilloscope. Par un choix convenable de la fréquence de découpage, et grâce à la rémanence de l'écran du tube cathodique, que renforce la persistance rétinienne, l'œil voit deux traces complètes.

Dans la pratique, les interrupteurs sont évidemment réalisés sous forme électronique, soit avec des diodes, soit avec des transistors.

Malgré cela, un schéma aussi rudimentaire que celui de la **figure 1** ne saurait donner satisfaction, pour plusieurs raisons :



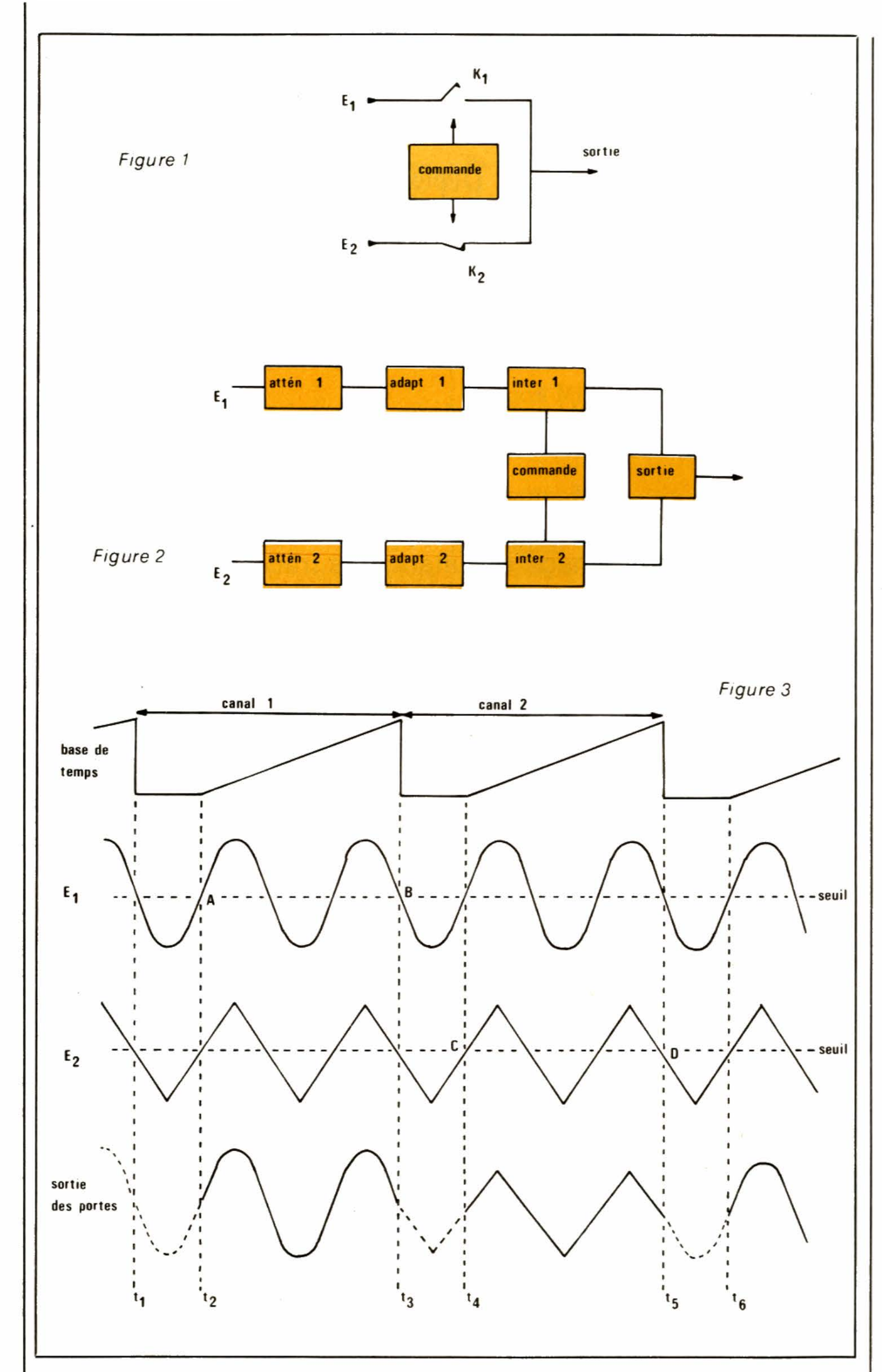
— les transistors ou les diodes jouant le rôle d'interrupeurs, ne présentent pas la forte impédance d'entrée nécessaire à tout oscilloscope,

— les deux signaux pouvant offrir des amplitudes très différentes, l'unique atténuateur vertical de l'oscilloscope associé ne permettrait pas de leur donner, sur l'écran, des hauteurs commodément exploitables. On doit donc prévoir un atténuateur par entrée,

— il est indispensable de pouvoir séparer verticalement les deux traces, et si possible par des commandes distinctes, n'interragissant pas l'une sur l'autre.

Ces quelques impératifs, et d'autres paramètres que nous analyserons ci-dessous, conduisent généralement au schéma de principe de la **figure 2.** On y reconnait, essentiellement :

— sur chaque entrée, un atténuateur calibré à plusieurs rapports, et compensé en fréquence. Souvent, cet atténuateur est précédé d'un dispositif permettant soit de transmettre, soit d'éliminer la composante continue ; il est si possible prévu une position de mise à la masse, pour un



accès commode à la référence zéro, sans débrancher les sondes,

— après chaque atténuateur, un adaptateur d'impédance, à grande impédance d'entrée et très faible impédance de sortie. A ce niveau se situent, généralement, les commandes de cadrage vertical, qui agissent par superposition, au signal lui-même, d'une tension continue variable,

— les interrupteurs proprement dits,

— les circuits de commande du découpage. Pour des raisons que nous développerons plus loin, la fréquence de découpage doit pouvoir être modifiée en fonction des caractéristiques des signaux d'entrée, et de la vitesse de balayage de la base de temps,

— les circuits de sortie, communs aux deux voies, et qui transmettent le signal traité vers l'unique entrée verticale de l'oscilloscope. Outre qu'ils abaissent l'impédance de sortie, pour minimiser les effets des capacités parasites, ces étages introduisent parfois un gain en tension destiné à augmenter la sensibilité de l'oscilloscope,

— des circuits de synchronisation. Leur rôle sera expliqué à part.

Les modes découpé et alterné

On distingue deux modes de découpage des signaux, respectivement baptisés « mode alterné » et « mode découpé ».

Dans le mode alterné, chaque inversion de position des portes K_1 et K_2 (voir **figures 1** et **2**), donc chaque changement de canal, coïncide avec un retour de la dent de scie de la base de temps de l'oscilloscope, comme le montre la **figure 3**. Dans celle-ci, nous avons supposé, à titre d'exemple, qu'on appliquait une tension sinusoïdale sur l'entrée E_1 du commutateur, tandis que l'entrée E_2 est excité par une tension triangulaire. Pour tout ce qui suit, la base de temps est considérée comme appartenant au type déclenché ; elle est réglé pour que chaque dent de scie du balayage démarre sur le niveau moyen d'un flanc ascendant du signal vertical.

A l'instant t_1, premier retour de la base de temps sur la **figure 3**, les portes K_1 et K_2 commutent, et relient le canal 1 à l'amplificateur de sortie, dont ellles isolent le canal 2. Le balayage suivant ne peut commencer qu'à l'instant t_2, quand la sinusoïde appliquée en E_1 passe par le point A correspondant au seuil de déclenchement. Sur l'écran de l'oscilloscope apparaît alors, entre les instants t_2 et t_3, toute la portion du signal 1 comprise entre les points A et B.

Un nouveau retour de la dent de scie entraîne alors la commutation de la porte, et applique le signal du canal 2 sur l'amplificateur vertical. Là encore, la portion des triangles comprise entre les instants t_3 et t_4 n'apparaît pas, puisque le spot reste éteint, à gauche de l'écran. Le déclenchement intervient au passage du signal triangulaire par le point C, et ce signal est affiché sur l'écran entre les instants t_4 et t_5, correspondants à la portion CD de la courbe. A ce moment, un nouveau retour de la dent de scie fait repartir le cycle d'échantillonnages.

A la dernière ligne de la **figure 3**, nous avons représenté en traits pleins les courbes qui s'affichent successivement sur l'écran. Les zo-

nes pointillées correspondent aux temps d'arrêt du balayage.

Pour que dans le mode découpé, l'affichage donne à l'œil une impression de continuité, dépourvue de tout scintillement, il convient que l'intervalle de temps séparant deux passages du spot par les mêmes points de l'écran, n'excède pas une dizaine de millisecondes. Cela correspond à des vitesses de balayage de l'ordre de 1 ms/cm. Le mode alterné n'est donc pas applicable à des phénomènes lents.

Par ailleurs, l'exploitation de ce mode suppose un asservissement des commandes d'inversion du commutateur électronique, à la base de temps de l'oscilloscope associé, dont on doit par exemple extraire les dents de scie, ou leurs créneaux d'encadrement. C'était une contrainte assez gênante, compte-tenu de la nécessité d'adapter notre appareil à tous les oscilloscopes existants. Nous avons donc renoncé au mode alterné.

Dans le mode découpé, seul mis en œuvre ici, les temps d'échantillonnage ne coïncident plus avec les durées de chaque dent de scie. Le générateur de commande de la porte fonctionne de façon autonome, et, au cours de chaque balayage, les commutateurs K_1 et K_2 peuvent basculer de nombreuses fois entre les canaux 1 et 2. A chaque passage du spot, on observe alors, sur l'écran, un oscillogramme comme celui de la **figure 4 :** le signal E_1 est transmis pendant les intervalles du temps t_1 t_2, puis t_3 t_4, etc., tandis que le signal E_2

Figure 4

est transmis pendant les intervalles t_2 t_3, puis t_4 t_5, etc. Si la durée de passage des commutateurs K_1 et K_2 entre les positions 1 et 2 est très courte par rapport à la durée du balayage, les transitoires de commutation deviennent suffisamment peu lumineux pour rester imperceptibles à l'œil.

Le découpage de chaque trace, apparent sur la **figure 4,** serait gênant, et même dangereux par le risque de perdre une partie de l'information. Mais si la fréquence de découpage n'est pas un multiple exact de celle du balayage, les échantillons se déplacent entre deux passages du spot, et les courbes, grâce aux persistances jumelées de l'œil et de l'écran, apparaissent dans leur intégralité.



Les problèmes de synchronisation

Une synchronisation mal conçue de la base de temps, risque d'entraîner soit l'impossibilité de stabiliser les traces sur l'écran, soit, ce qui devient plus vicieux parce que moins manifeste, une représentation erronée des phases relatives des deux signaux. Pour préciser ce dernier point, reprenons l'exemple d'un signal sinusoïdal sur l'entrée 1, et d'un signal triangulaire sur le canal 2, mais en admettant cette fois un déphasage non nul entre les deux tensions, comme le montre la **figure 5.** Les seuils de déclenchement demeurent réglés sur le niveau moyen du flanc ascendant.

A l'instant t_1 correspondant à un retour de balayage, les portes basculent sur le canal 1. Le premier déclenchement suivant de la base de temps intervient en t_2, au point A de la sinusoïde. Sur l'écran, on affichera donc la portion de sinusoïde comprise entre les instants t_2 et t_3.

En t_3, les portes commutent sur le canal 2. Le balayage reste en attente jusqu'à l'instant t_4, qui coïncide avec le passage des triangles par le point B. Sur l'écran, est alors affichée la portion du signal triangulaire comprise entre les instants t_4 et t_5, jusqu'à ce qu'intervienne une nouvelle inversion des portes.

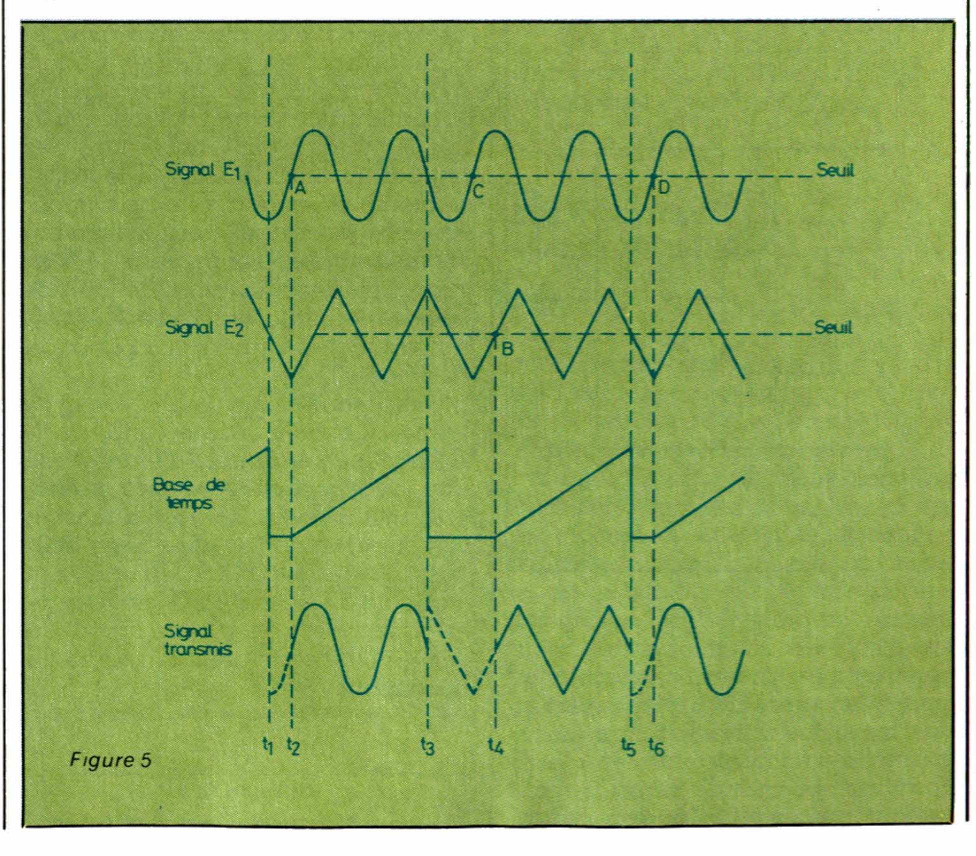


Figure 5

Finalement, les balayages commençant respectivement en A pour la sinusoïde et en B pour les triangles, la configuration observée sur l'écran est celle de la **figure 6.** On voit que la relation de phase n'est pas respectée, puisque les deux tensions paraissent ici en phase.

Le remède, heureusement, est simple : au lieu de laisser fonctionner l'oscilloscope en synchronisation

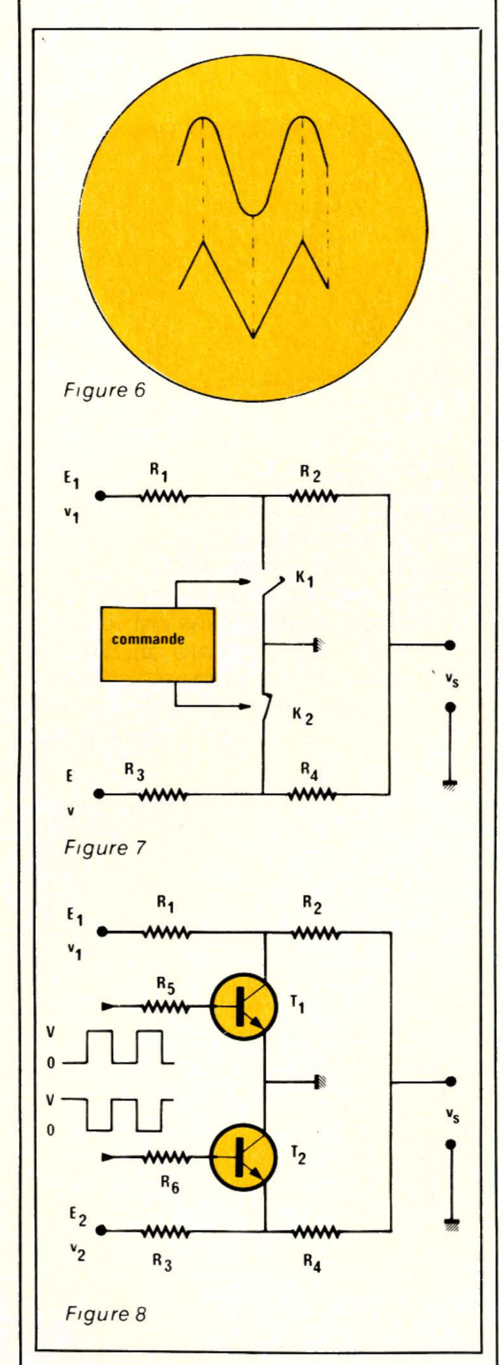


Figure 6

Figure 7

Figure 8

interne, on prélève directement, soit sur l'entrée E_1 soit sur l'entrée E_2 du commutateur (ou plus exactement après les adaptateurs d'impédances), un signal qui est appliqué sur la borne de synchronisation externe de l'oscilloscope. Sur la **figure 5,** cela revient, au cas où la tension de synchronisation est prélevée sur le canal 1, à déclencher successivement la base de temps en des points tels que 'A et C. En même temps, on élimine les transitoires de commutation, sur lesquels aurait toutes chances de se synchroniser la base de temps.

La commutation par transistors bipolaires

Il existe bien des moyens pratiques de réaliser, sous forme électronique, les interrupteurs K_1 et K_2 de la **figure 1 :** diodes, transistors bipolaires, transistors à effet de champ, etc. Le deuxième cas étant celui que nous avons retenu, nous préciserons ici les modalités de son exploitation, et les problèmes éventuellement rencontrés. Rappelons que le sujet a déjà été abordé sous un angle très général, dans un précédent article de la revue (R.P.-E.L. n° 419).

A l'état saturé, un transistor se comporte pratiquement comme un interrupteur fermé : la tension entre collecteur et émetteur devient presque nulle, et le courant de collecteur ne dépend que des circuits extérieurs. A l'état bloqué, il se rapproche d'un interrupteur ouvert : aucun courant ne le traverse. On peut donc utiliser des transistors pour réaliser électroniquement les interrupteurs K_1 et K_2 de la **figure 1.**

Dans la pratique, pour des raisons de commodité de mise en œuvre, et pour obtenir les meilleures performances, nous avons préféré exploité la configuration shunt de la **figure 7.** Les signaux 1 et 2, provenant des entrées E_1 et E_2 à travers les atténuateurs et les adaptateurs d'impédances, attaquent respectivement les résistances R_1 et R_3. Sous l'action des circuits de commande de découpage, les interrupteurs K_1 et K_2 s'ouvrent et se ferment en opposition de phases.

Supposons d'abord K_1 ouvert et K_2 fermé, comme le montre la **figure 7.** A l'évidence, la tension d'entrée v_2 se trouve court-circuitée vers la masse, et n'atteint pas la sortie. La tension v_1, elle, y parvient. Mais elle est atténuée par l'ensemble R_1, R_2 et R_4, qui forme un diviseur résistif, à cause de la liaison vers la masse introduite par K_2. Il ne reste donc, en sortie du découpeur, que le signal :

$$v_s = \frac{R_4}{R_1 + R_2 + R_4} v_1$$

De la même façon, lorsque K_1 se ferme et que K_2 s'ouvre, le signal v_2 n'est transmis qu'avec atténuation, et on dispose en sortie de la tension :

$$v_s = \frac{R_2}{R_3 + R_4 + R_2} v_2$$

Comme, par raison de symétrie des deux canaux, on choisit toujours $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$, ces deux rapports sont égaux. Il ne restera donc qu'à en tenir compte en comprenant l'atténuation introduite par un gain obtenu soit dans les étages adaptateurs, soit dans l'amplificateur de sortie.

Sous forme électronique, les circuits de découpage théoriques de la **figure 7** deviennent, avec des transistors, ceux de la **figure 8,** utilisant les NPN T_1 et T_2. A travers les résistances de bases R_5 et R_6, ceux-ci reçoivent les tensions de commande en créneaux, qui évoluent entre la masse et +V. La tension V doit être choisie, compte-tenu des valeurs de R_5 et R_6, pour garantir la saturation de T_1 ou de T_2, sans pour autant entraîner une sursaturation. En effet, dans ce dernier cas, le stockage des charges dans la base introduirait un retard au blocage, donc des ennuis de commutation (deux transistors simultanément conducteurs pendant les inversions, par exemple).

Le cahier des charges

Il a été étudié pour aboutir à un appareil adapté à la gamme des oscilloscopes dont disposent la majorité des amateurs. Il fallait, pour cela, ne pas risquer la moindre dégradation des performances de l'oscilloscope (nous pensons notamment à la bande passante et au temps de montée), et même, au contraire, améliorer certaines d'entre elles lorsqu'elles sont un peu insuffisantes pour les besoins de l'électronique contemporaine (sensibilité verticale).

La nécessité de l'adaptation aux diverses caractéristiques possibles de l'entrée de synchronisation, nous a conduit à prévoir plusieurs versions des circuits de synchronisation. Précisons ici ces quelques problèmes.

Bande passante résultante de l'ensemble oscilloscope-commutateur

On sait que si deux amplificateurs à large bande A_1 et A_2, offrant res-

pectivement, à — 3 dB, des fréquences supérieures de coupure f_1 et f_2, sont connectés en cascade, la fréquence de coupure résultante est données par la relation :

$$f = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{f_1}\right)^2 + \left(\frac{1}{f_2}\right)^2}}$$

Les temps de montée (réponse à un échelon unité) sont, par ailleurs, liés à la fréquence de coupure par la relation :

$$\tau = \frac{2,2}{2 \Pi f} = \frac{0,35}{f}$$

(un oscilloscope, par exemple, doté d'une bande passante de 10 MHz, offre un temps de montée de 35 ns). On peut en déduire le temps de montée θ d'un ensemble connecté en cascade, en fonction des temps de montée θ_1 et θ_2 de chaque élément :

$$\tau = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}$$

De ces relations, on peut déduire l'incidence de l'adjonction d'un commutateur électronique à un oscilloscope donné, lorsqu'on connaît les caractéristiques de ces deux appareils. A titre d'exemple, nous avons résumé, dans le tableau de la **figure 9**, les fréquences de coupure obtenues à — 3 dB, lorsqu'on couple un oscilloscope de 10 MHz à différents commutateurs électroniques de bande passante croissante. Le même tableau donne aussi les temps de montée de l'ensemble. Il apparaît clairement qu'un commutateur de 10 MHz conduit à une dégradation sensible des performances. Avec les 15 MHz que nous garantissons pour notre réalisation, les résultats s'améliorent déjà de façon visible. Ceux qui pourront peaufiner les réglages jusqu'aux 24 MHz du prototype, retrouveront très sensiblement les caractéristiques de leur oscilloscope utilisé seul.

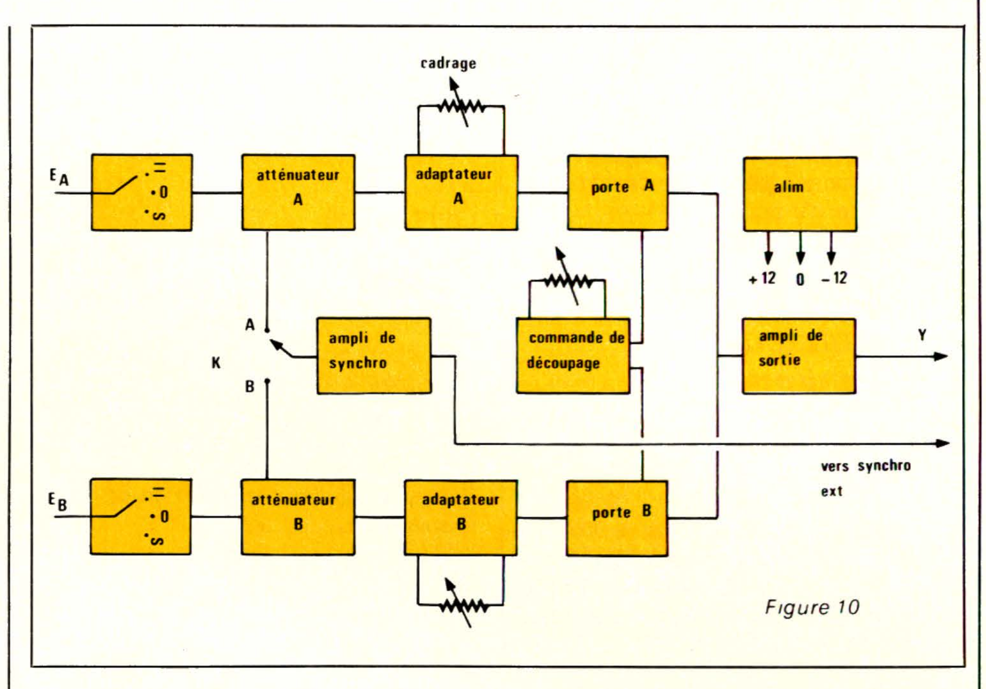


Figure 10

Le problème de la sensibilité

En la matière, les progrès observés depuis quelques années sont presque foudroyants. La plupart des oscilloscopes actuels, mêmes de début de gamme, offrent des sensibilités de 20 mV/cm, et parfois mieux.

Voici peu de temps encore, cela n'était qu'exceptionnel, dans la gamme des prix qui concerne les amateurs. On rencontrera donc encore, dans beaucoup de laboratoires, des appareils qui ne descendent pas en-dessous de 50 mV/cm, voire même 100 mV/cm. Pour certaines applications, cette sensibilité se révèle insuffisante, et nous pensons qu'il est bon d'accéder aux 20 mV/cm.

Nous avons donc choisi d'obtenir ce résultat par le biais du commutateur, qui apporte un gain global de 5, en tension, sur chaque canal. On arrivera donc à 20 mV/cm en réglant l'oscilloscope sur 100 mV/cm.

f commutateur (MHz)	f résultant (MHz)	τ résultant (ns)
8	6,24	56,0
10	7,08	49,5
12	7,68	45,5
14	8,14	43,0
16	8,48	41,3
18	8,74	40,0
20	8,94	39,1
24	9,14	37,9

Figure 9 : bande passante résultante avec un oscilloscope de 10 MHz (temps de montée 35 ns).

Les circuits de synchronisation

Un oscilloscope n'est agréable d'emploi que s'il est possible de verrouiller, sans acrobatie, même des signaux n'apparaissant qu'avec une faible amplitude sur l'écran : 3 ou 4 millimètres, par exemple. Or, l'usage du commutateur électronique exige, comme nous l'avons vu, le recours à une synchronisation externe : on devra donc tenir compte de la sensibilité de l'entrée correspondante.

Or, en ce domaine, les plus grandes disparités existent. Certains appareils se synchronisent très bien avec un signal externe de quelques dizaines de millivolts seulement, jusqu'aux limites supérieures de la bande passante. D'autres, dans les

mêmes conditions, demandent plusieurs volts. Chacun devra donc ajuster les étages de synchronisation du commutateur à ses exigences particulières. Nous y reviendrons en détail lors des opérations de câblage et de mise au point.

Schémas du commutateur électronique

Relativement touffu, le schéma complet ne serait pas facilement exploitable par le lecteur. Nous lui avons donc préféré des schémas partiels, détaillant les fonctions principales. Il sera facile d'en effectuer la synthèse grâce au synoptique de la **figure 10.**

Circuits d'entrée et atténuateurs

On les trouvera à la **figure 11.** Seul un canal a été représenté, puisque l'autre lui est identique.

Le commutateur K_1, placé sur l'entrée, permet soit la liaison directe (position 1), ce qui autorise la transmission de la composante continue ; soit le passage à travers C, pour les seules tensions alternatives ; soit, enfin, la déconnexion des bornes d'entrée, ce qui place l'entrée de l'amplificateur à la masse, par l'intermédiaire de la résistance R_9.

On trouve ensuite un atténuateur compensé à 9 positions, K_2, qui donne les sensibilités comprises entre 20 mV/cm et 10 V/cm, avec l'échelonnement traditionnel 1, 2, 5, etc. L'atténuateur comprend deux sections :

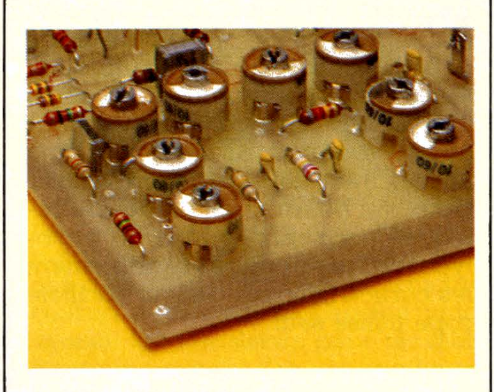
— l'une, au moyen de deux cellules, fournit les atténuations 1/1 (transmission directe), 1/100 ou 1/100,

— l'autre, qui comporte également deux cellules, fournit les rapports d'atténuation 1/1 (transmission directe), 1/2 et 1/5.

On sait que la transmission égale de toutes les fréquences, nécessaire notamment pour la reproduction correcte de signaux complexes, exige, dans une cellule atténuatrice du type représenté à la **figure 12,** le respect de la condition :

$$R_1 C_1 = R_2 C_2$$

La capacité C_2 provient en partie, inévitablement, des capacités parasites de câblage, et de celles de



l'étage d'entrée. On doit artificiellement l'augmenter, surtout aux forts rapports d'atténuation, pour que les condensateurs série ne deviennent pas trop faibles, donc irréalisables.

On peut s'interroger sur l'utilité des condensateurs ajustables C_1, C_4, C_7 et C_{10}. Ils servent à rendre égales les capacités résultantes d'entrée dans toutes les positions du com-

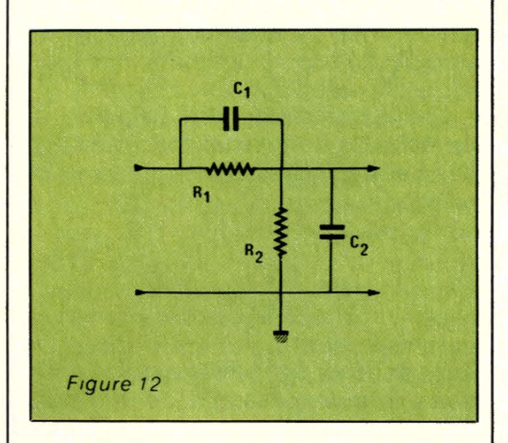


Figure 12

mutateurs K_2. Cette propriété est indispensable lorsqu'on utilise une sonde atténuatrice, qui comporte elle-même une compensation en fréquence ; celle-ci, évidemment, ne peut pas être retouchée pour chaque sensibilité du commutateur !

Les étages adaptateurs d'impédance

Là encore, la **figure 13** ne représente que l'un d'entre eux, l'autre étant rigoureusement identique.

L'impédance d'entrée, vue par la sortie de l'atténuateur, est fixée à 1 MΩ à l'aide de la résistance R_9. On trouve ensuite un circuit destiné à protéger le FET T_1 contre les surtensions. Montées avec des polarités contraires, les diodes D_1 et D_2, modèles au silicium de faible capacité, limitent à ± 0,7 volt l'excursion maximale sur la grille du FET. Le courant maximal qui les traverse, pour une surtension accidentelle de 400 volts (limite supérieure acceptable), est limité à 4 mA environ par la résistance R_{10}. Ici encore, il faut un réseau de compensation en fréquence, à cause des capacités des diodes et du transistor à effet de champ : c'est le rôle du condensateur C_{13}.

Le FET présente une impédance d'entrée complexe, susceptible de devenir négative à certaines fréquences élevées, et d'entraîner une entrée en oscillations. On compense cette impédance négative par la résistance R_{11}.

Le transistor à effet de champ, vis-à-vis de l'amplification verticale, travaille en drain commun,

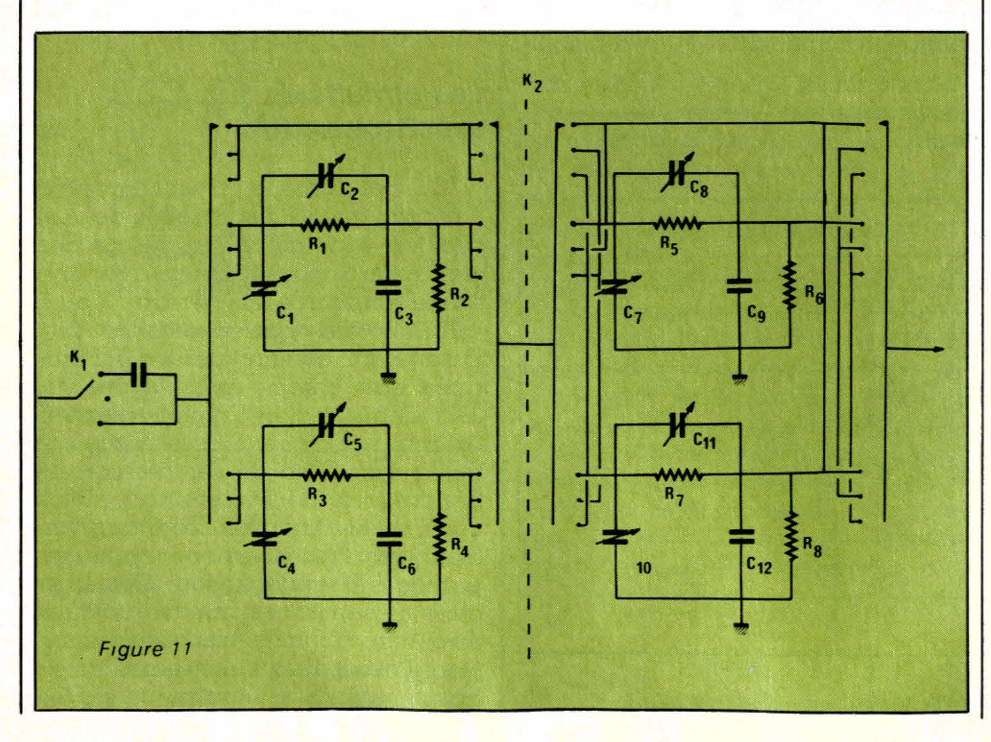


Figure 11

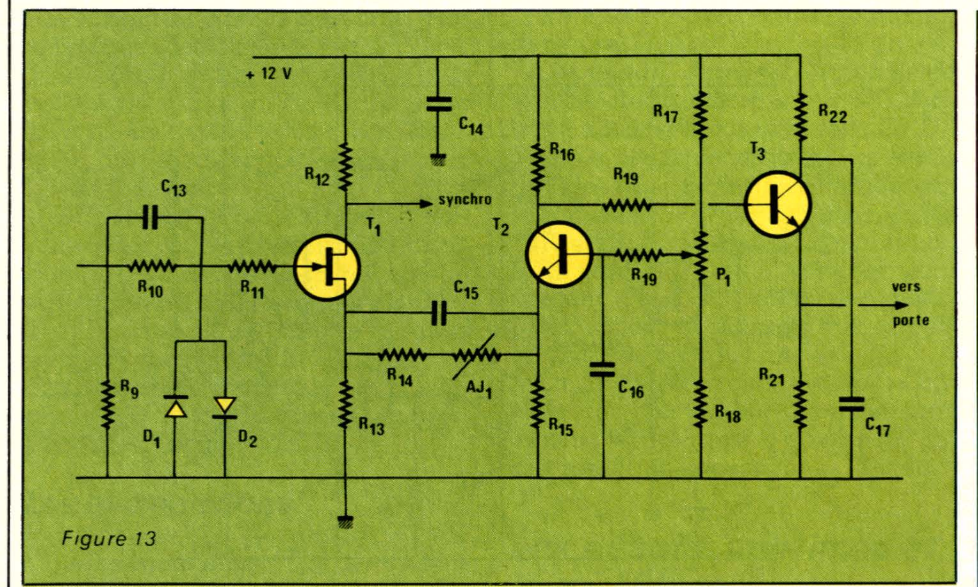


Figure 13

puisqu'on recueille le signal sur sa source (nous expliquerons ultérieurement le rôle de R_{12}). Il attaque à son tour le transistor NPN T_2 utilisé, lui, en base commune, donc avec une faible impédance d'entrée.

Deux réglages interviennent au niveau de T_2. Le premier, à ajuster une fois pour toutes lors de la mise au point, met en jeu l'ajustable AJ_1. En dosant le rapport d'atténuation introduit par le couplage entre T_1 et T_2, AJ_1 commande le gain de l'étage, et, finalement, celui de toute la chaîne amplificatrice. Une fois encore, un condensateur (C_{15}), compense les capacités parasites.

Le deuxième réglage, accessible de l'extérieur, constitue la commande de cadrage vertical. Il agit, grâce au potentiomètre P_1, en fixant la polarisation de base de T_2, donc le courant de repos de ce transistor, et son potentiel moyen de collecteur. Vis-à-vis de l'alternatif, la base est énergiquement découplée par C_{16}.

Les signaux sortant à haute impédance du collecteur de T_2, il est nécessaire de les reprendre à travers l'étage à collecteur commun T_3, avant de les transmettre aux portes de commutation.

On notera, dans cette partie du montage, le découplage de l'ensemble T_1, T_2 par le condensateur C_{14}, et celui de T_3 par l'ensemble R_{22} et C_{17}.

Les circuits de découpage

Comme la partie « commande » est ici, commune aux deux canaux, nous avons, dans la **figure 14**, représente l'ensemble des deux voies.

L'horloge, qui fixe la fréquence de découpage, s'articule autour d'un circuit 555, très classiquement utilisé en multivibrateur astable. L'inverseur K_3 donne accès à deux gammes de fréquences, en sélectionnant l'un ou l'autre des condensateurs de temporisation C_{20} et C_{21}. A l'intérieur de chaque gamme, le potentiomètre P_2 autorise une variation continue de la fréquence.

Prélevés sur la sortie 3 du 555, les tops d'horloge excitent une bascule bistable, qui utilise la moitié d'un circuit intégré 4013. Sur les sorties Q et Q, on dispose donc de créneaux rigoureusement symétriques, et en opposition de phases. A travers les résistances R_{25} et R'_{25}, ces créneaux commandent respectivement les bases des transistors T_4 et T_5, les faisant alternativement passer du blocage à la saturation, donc de la situation d'interrupteur ouvert à celle d'interrupteur fermé.

On reconnaîtra, dans l'ensemble R_{23}, R_{24}, R'_{23} et R'_{24}, les résistances dont le rôle a été expliqué aux **figures 7** et **8**. Tous ces éléments introduisant d'inombrables capacités parasites, il convient encore de prévoir des circuits de correction : ils mettent en jeu les condensateurs C_{18}, C_{19}, C'_{18} et C'_{19}.

Les étages de sortie

Ils sont, évidemment, communs aux deux canaux, puisque se situant après le découpage. On en trouvera le schéma dans la **figure 15**.

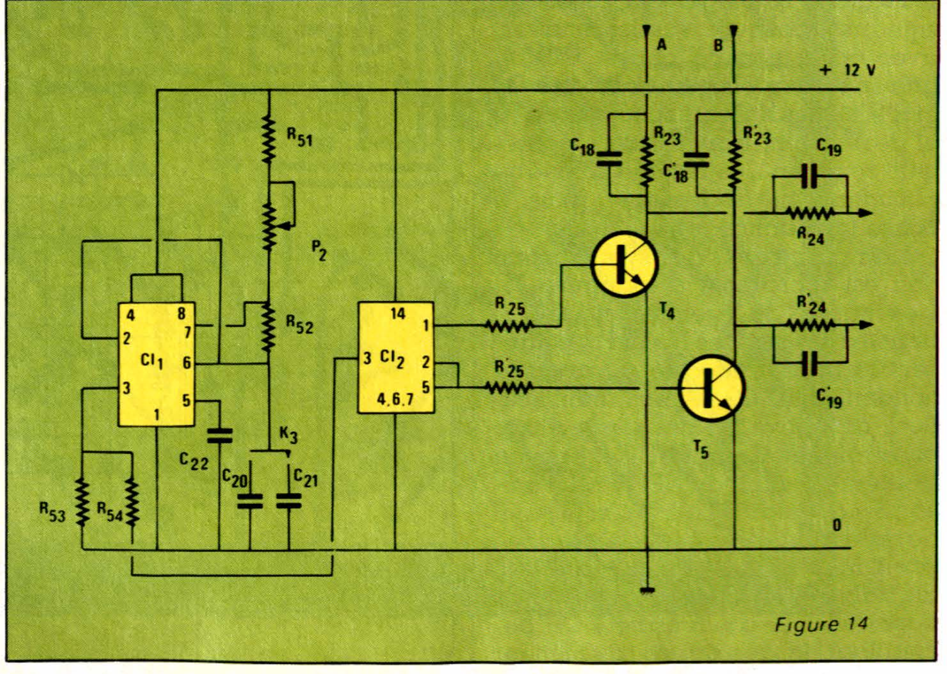


Figure 14

Les signaux découpés, aux sorties R_{24} et R'_{24}, sont tour à tour appliqués sur la base du transistor T_6, utilisé en collecteur commun, donc en adaptateur d'impédances. Ils attaquent ensuite la base du PNP T_7, alimenté à la fois sous + 12 volts (à travers la charge d'émetteur R_{52}) et sous — 12 volts (charge de collecteur R_{51}). Un découplage d'émetteur par le petit condensateur C_{23} élargit la bande passante vers les fréquences élevées.

Il convient, lorsqu'aucun signal n'est appliqué sur les entrées, et que les potentiomètres de cadrage se trouvent à mi-course, de disposer d'un potentiel nul sur la sortie générale du commutateur. Ceci oblige à introduire, dans les étages de sortie, un décalage de la tension continue de polarisation. On y parvient en insérant, dans la liaison de T_7 vers T_8, la diode Zener DZ, dont le courant de polarisation est déterminé par R_{53}.

La deuxième amplification s'obtient dans le NPN T_8, dont le gain en tension est fixé par le rapport des résistances d'émetteur et de collecteur, R_{54} et R_{32}. Enfin, T_9, utilisé en collecteur commun, délivre les signaux de sortie à basse impédance.

L'amplificateur de synchronisation

Nous avons, dans la description des étages d'entrée, signalé la présence des résistances R_{12} et R'_{12}, chargeant les drains des transistors à effet de champ T_1 et T'_1. Comme ces résistances sont égales à celles des signaux appliqués sur les entrées, avec opposition de phase. Ces signaux sont appliqués, à travers R_{36} et R'_{36}, sur les bases respectives de T_{10} et de T'_{10}, qui, travaillant en collecteur commun, les restitue sans amplification ni déchasage, mais à basse impédance.

L'amplificateur de synchronisation est représenté à la **figure 16.** L'excitation du premier étage T_{11}, dont les résistances R_{38} et R_{39} polarisent la base, s'effectue à travers le condensateur C_{25}. Après amplification, on trouve un deuxième étage construit autour du PNP T_{12}, puis un troisième, autour du NPN T_{13}. La liaison est directe de T_{12} à T_{13}, et le point de repos de l'ensemble se règle donc par l'intermédiaire de la résistance ajustable AJ_2, insérée dans le pont de base de T_{12}. Le condensateur C_{27}, découplant la résistance d'émetteur

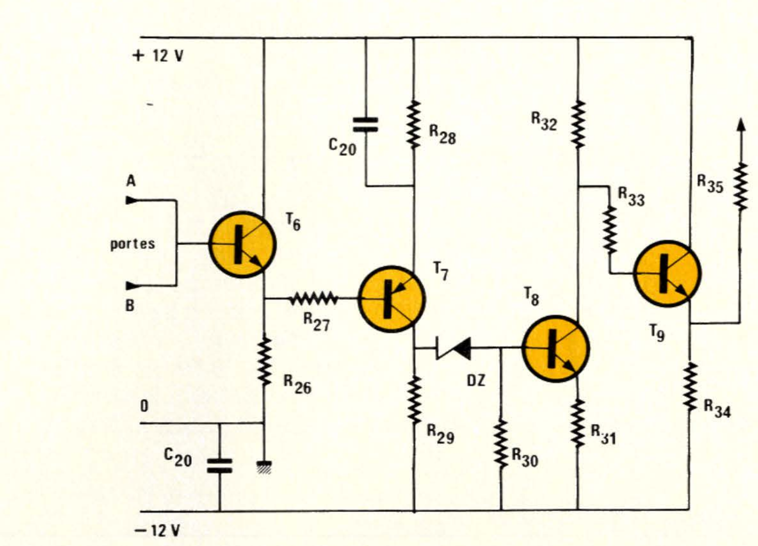


Figure 15

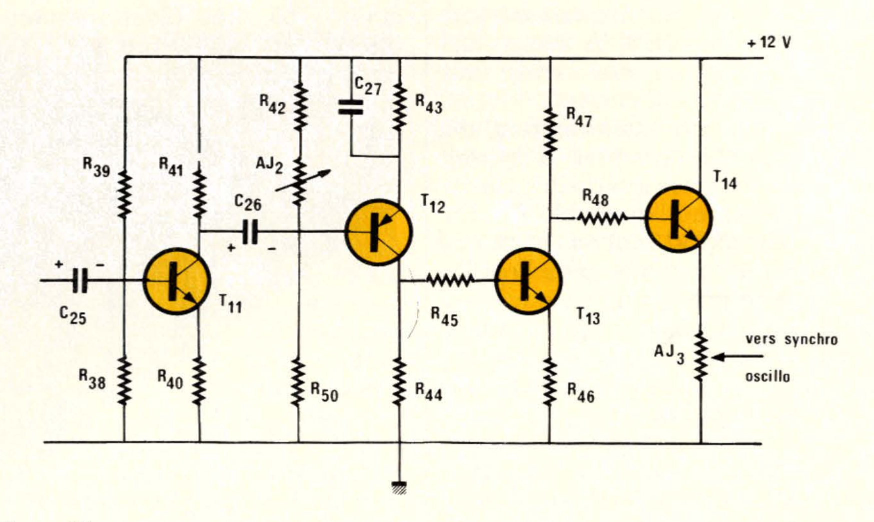


Figure 16

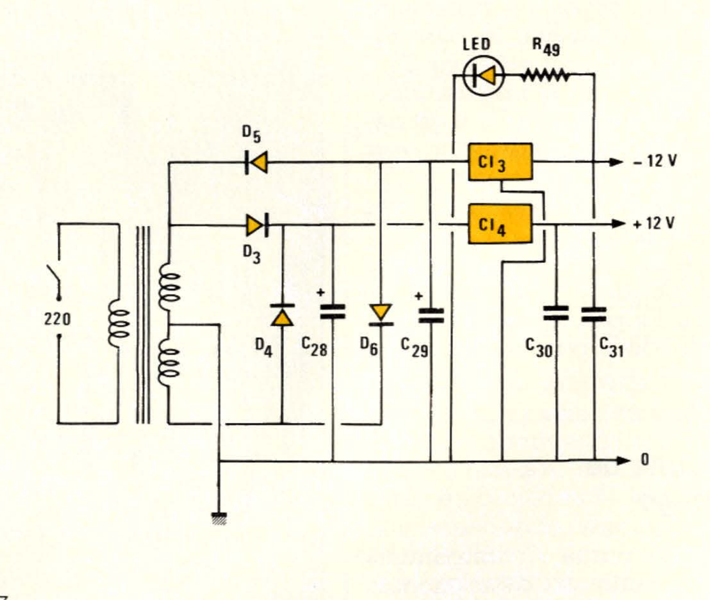


Figure 17

R_{43}, élargit la bande passante vers les fréquences élevées.

La sortie, enfin, est prise sur le collecteur commun T_{14}. On dose le niveau, en fonction des caractéristiques de l'oscilloscope associé, par l'ajustable AJ_3.

On remarquera qu'au total, l'amplificateur du synchronisation introduit un déphasage de 180°. Compte-tenu de celui que provoquent les FET T_1 et T'_1, la sortie synchro se retrouve ainsi en phase avec les entrées : les commandes « synchro + » et « synchro − » de l'oscilloscope, conservent donc leurs polarités.

Les alimentations

Le fonctionnement des divers sous ensembles du commutateur requiert, nous l'avons vu, deux tensions d'alimentation symétriques par rapport à la masse, de + 12 volts et — 12 volts. Elles sont élaborées de façon très simple, comme le montre la **figure 17.**

Les deux demi-secondaires de 12 volts du transformateur TR, donnent, après redressement par D_3, D_4, D_5 et D_6, les tensions positives et négatives que filtrent les condensateurs C_{28} et C_{29}. Deux circuits intégrés 7812 et 7912 assurent la régulation du + 12 volts et du — 12 volts respectivement. C_{30} et C_{31} améliorent, après stabilisation, la réponse aux appels transitoires de courant.

La diode électroluminescente utilisée comme témoin de mise sous tension, et polarisée à travers R_{49}, est insérée dans la section — 12 volts.

Les circuits imprimés et leur câblage

Trois circuits imprimés se partagent l'ensemble des composants du commutateur.

Le premier, et le plus important, rassemble presque tout, à l'exception de l'alimentation, et de l'amplificateur de synchronisation. On en trouvera le dessin à la **figure 18,** et le schéma d'implantation à la **figure 19.** Il convient impérativement de respecter la disposition et le tracé que nous donnons : l'un et l'autre conditionnent l'importance des capacités parasites, donc le choix des nombreux condensateurs de compensation.

Quelques difficultés, cependant, peuvent naître lors de l'approvisionnement des condensateurs ajustables des atténuateurs d'entrées.

Ceux que nous avons choisis offrent l'avantage d'un assez faible coefficient de température, et l'inconvénient d'une certaine fragilité : il ne faut pas les tourner plusieurs fois à

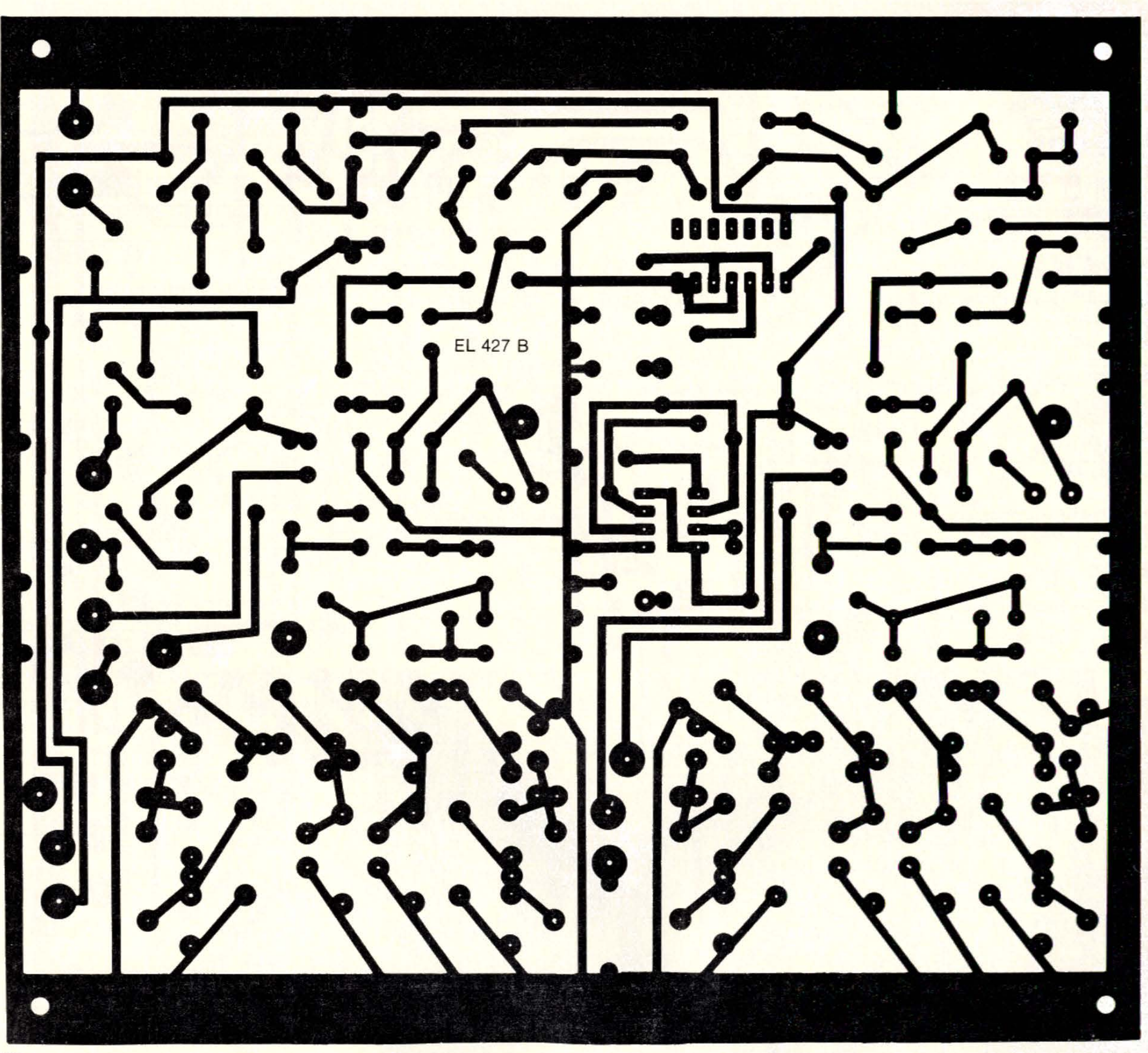


Figure 18

tort et à travers, mais rechercher doucement le point de réglage optimal.

Pour les lecteurs qui disposeraient d'autres modèles de condensateurs ajustables, de taille plus petite, le remplacement est possible, à condition d'observer la même disposition générale, et, en particulier, de ne pas changer la place du centre de chaque condensateur.



De petite taille, le circuit de l'amplificateur de synchronisation ne pose aucun problème particulier. On trouvera le dessin de son circuit à la **figure 20**, et l'implantation des composants à la **figure 21**.

Enfin, les **figures 22** et **23** concernent l'alimentation. On veillera attentivement à l'orientation des régulateurs de tension, dont le brochage est différent pour la version positive (7812) et pour la version négative (7912).

Les premiers réglages

On aura tout intérêt à effectuer les premiers réglages, et quelques contrôles, sur les sous-ensembles séparés, avant les interconnexions finales et la mise en coffret. Ceci permettra de déceler à temps des erreurs possibles, et d'y remédier sans avoir à tout démonter.

La plaquette d'alimentation

Elle doit fonctionner du premier coup, et ne nécessite aucun réglage. En l'alimentant pas le transformateur, on vérifiera que les sorties délivrent bien + 12 volts et — 12 volts. Des écarts de l'ordre de 10 %, imputables aux tolérances sur les régulateurs, ne présentent aucun inconvénient pratique.

L'amplificateur de synchronisation

Après l'avoir alimenté sous + 12 volts par un branchement provisoire, on l'attaquera à l'aide d'un générateur BF réglé sur quelques kilohertz, et on observera, à l'oscilloscope, les signaux sur la sortie, en réglant provisoirement AJ_3 pour le niveau maximal.

En augmentant l'amplitude des signaux d'entrée, on parviendra à l'écrêtage : ceci permet, par AJ_2, d'ajuster la polarisation de T_{12}, donc celle de tous les étages qui suivent.

Figure 19

Les **oscillogrammes A** et **B** illustrent ce travail.

En A, l'écrêtage unilatéral indique une polarisation mal choisie. En retouchant AJ_2, on doit obtenir les résultats illustrés en B. Le gain de l'ensemble, comme on peut le vérifier en diminuant l'amplitude du générateur pour supprimer l'écrêtage, est voisin de 30 : il suffira à la majorité des oscilloscopes, et devra même, parfois, être réduit par l'intermédiaire de AJ_3.

On peut dès maintenant, d'ailleurs, vérifier que l'amplificateur de synchronisation convient bien à l'oscilloscope utilisé. Pour cela, on réalisera le montage de la **figure 24.** Le générateur BF délivre des sinusoïdes d'environ 10 mV crête à crête ce qui correspondra, après traitement par l'ensemble commutateur- oscilloscope, à une hauteur de 5 mm sur l'écran. Les signaux du générateur traversent l'amplificateur de synchronisation, dont la sortie est reliée à deux entrées de l'oscilloscope : l'entrée verticale, d'une part, afin d'afficher une trace sur l'écran ; l'entrée de synchronisation externe, d'autre part. En diminuant progressivement la tension de sortie par AJ_3, et en retouchant le seuil de déclenchement sur l'oscilloscoe, on déterminera l'amplitude minimale permettant de stabiliser l'oscillogramme.

Si d'aventure — mais c'est peu probable — le gain maximal de l'amplificateur de synchronisation ne permettait pas un déclenchement sans problème, il faudrait augmenter le gain. On y parviendrait en augmentant la résistance R_{41}, et éventuellement aussi R_{47} (passer à 4,7 ou 5,6 kΩ au lieu de 3,3 kΩ).

Cette opération modifie la bande passante, et nécessite de modifier la correction de fréquence, en choisissant une capacité un peu plus élevée pour C_{27} (de 100 pF à 220 pF). On en sélectionnera la valeur optimale en signaux rectangulaires. Le montage d'essai reste le même que sur la **figure 24,** mais le générateur délivre des créneaux d'environ 20 mV crête à crête.

Si la capacité de C_{27} est bien choisie, les créneaux, en sortie de l'amplificateur de synchronisation, reproduisent fidèlement ceux de l'entrée, comme dans **l'oscillogramme C.** Une capacité insuffisante conduit aux déformations illustrées par **l'oscillogramme D** (augmentation des temps de montée et de descente, avec des arrondis en fin de transitions). Au contraire, une capacité trop grande donne naissance à des dépassements, comme dans **l'oscillogramme E.**

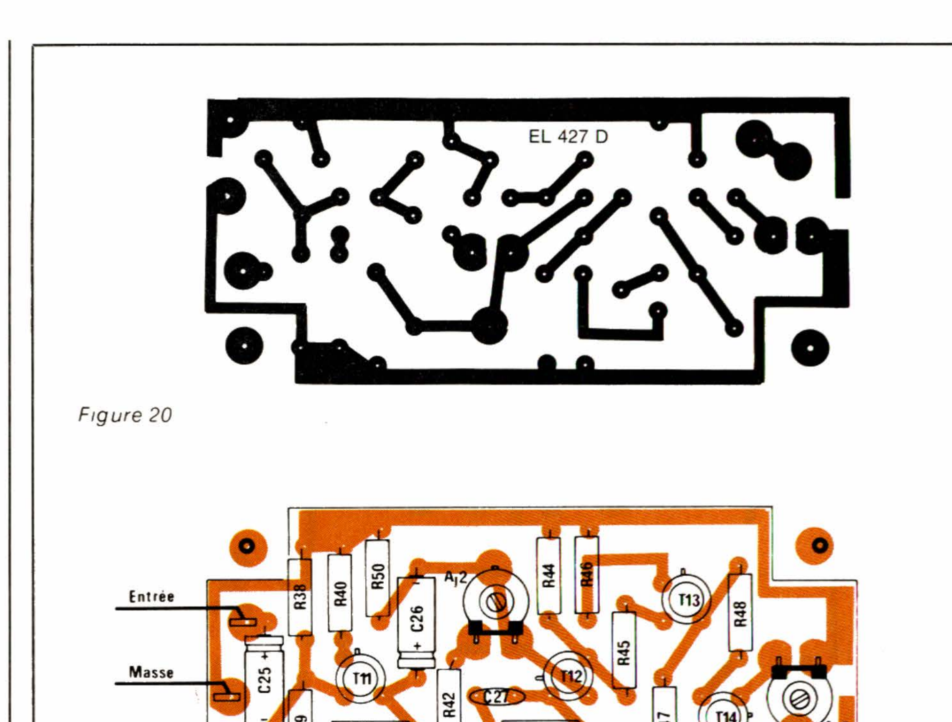


Figure 20

Figure 21

La plaquette principale

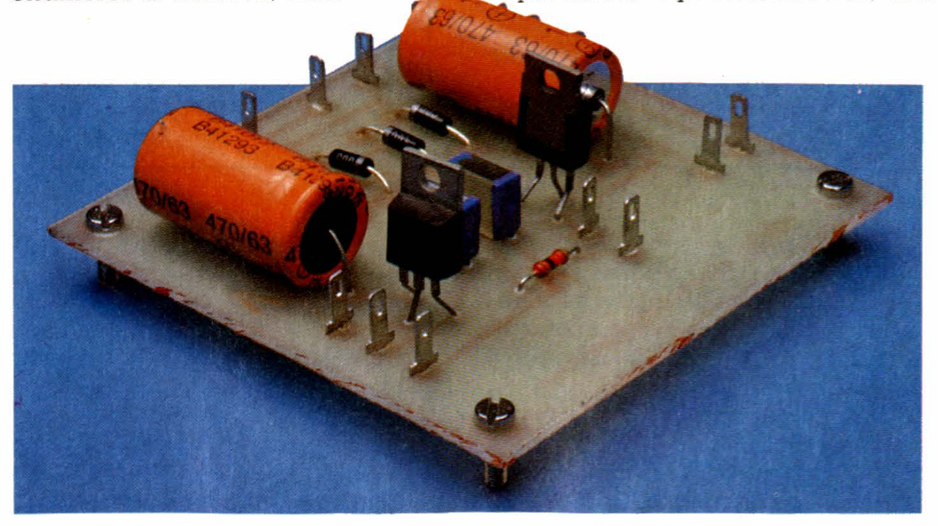
Pour cette phase des essais, on réalisera le montage provisoire de la **figure 25.** Le même signal attaque, simultanément, les deux entrées E_1 et E_2 de la plaquette principale (directement aux bornes de R_9 et de R'_9, puisque les atténuateurs d'entrée ne sont pas en place), et l'entrée de l'amplificateur de synchronisation. On choisira, dans tous les cas énumérés ci-dessous, sauf le premier, une amplitude d'environ 40 mV crête à crête.

Contrôle des circuits de protection

Il s'agit, en augmentant progressivement l'amplitude d'entrée de 40 mV, à plusieurs volts ou plusieurs dizaines de volts, de vérifier l'action des diodes de protection D_1, D_2, D'_1 et D'_2. Pour cela, on observera le signal (sinusoïdal ou triangulaire) sur la grille du FET T_1, puis sur celle de T'_1. **L'oscillogramme F** montre les signaux qu'on doit observer.

Contrôle de la commande de découpage

On connectera, toujours de façon provisoire, le potentiomètre P_2, et le



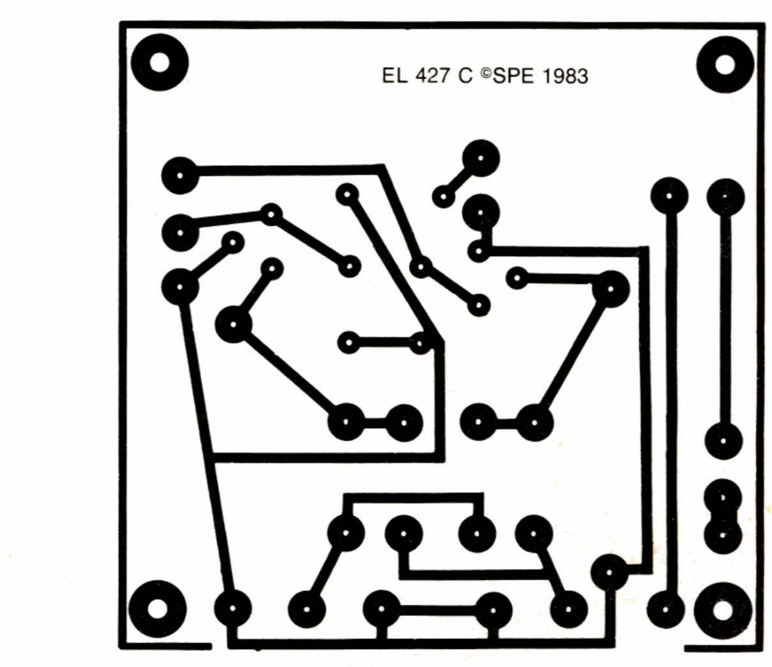


Figure 22

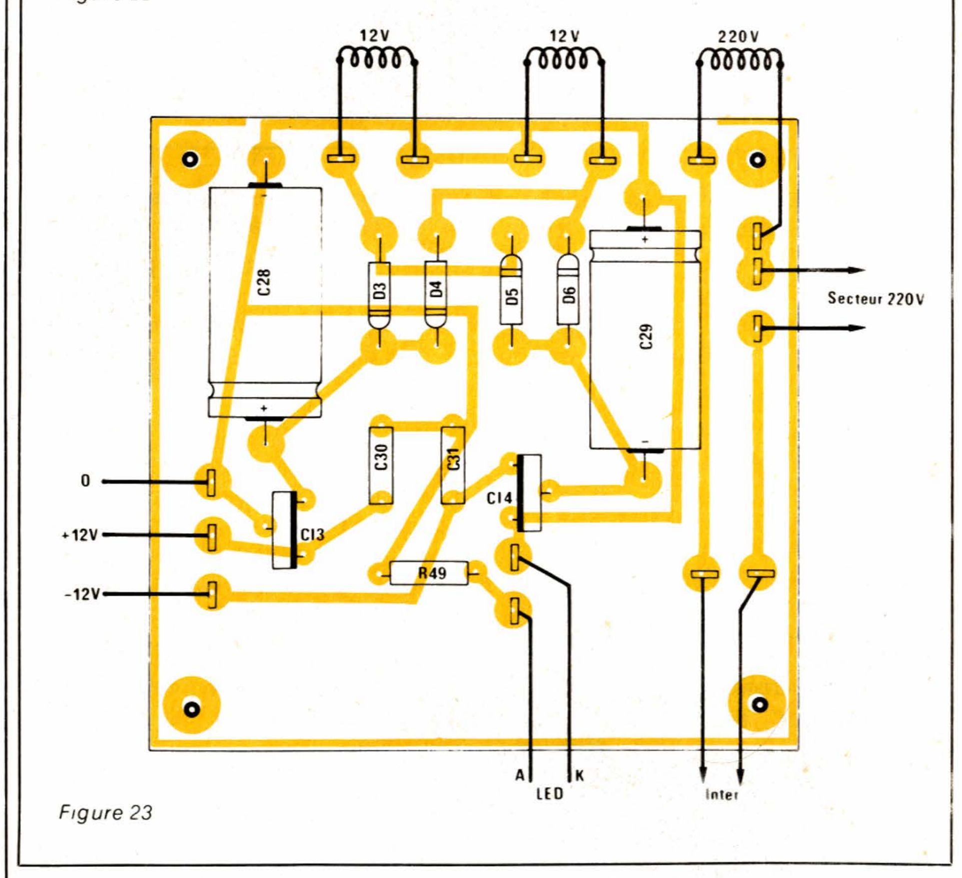


Figure 23

commutateur K. Le contrôle consiste à vérifier les signaux d'horloge sur la sortie 3 du circuit CI_1 (multivibrateur 555), et sur les sorties 1 et 2 du circuit CI_2 (bascule 4013). On se reportera aux oscillogrammes G et H.

Par commutation de K (choix des gammes) et par le jeu de P_2 (réglage fin) on doit, à ± 20 %, couvrir les gammes de fréquence annoncées dans notre résumé des caractéristiques.

Réglage du gain global

L'entrée de l'oscilloscope est maintenant réglée sur une sensibilité de 100 mV/cm, ce qui correspond au cas normal d'utilisation. Sur les deux entrées du commutateur (montage de la figure 25), on applique une sinusoïde d'exactement 40 mV crête à crête, à 1000 Hz environ. Si l'oscilloscope n'offre pas une sensibilité suffisante pour cette mesure, on pourra employer un millivoltmètre alternatif.

Le réglage du gain se fait par l'intermédiaire des résistances ajustables AJ_1 et AJ'_1, de façon à obtenir, pour chaque trace, une hauteur de 2 cm exactement, sur l'écran.

Contrôle des commandes de cadrage.

En agisant sur les potentiomètres P_1 et P'_1, on vérifiera qu'il est possible de décadrer chaque trace largement du haut en bas de l'écran (l'excursion maximale doit atteindre plusieurs fois la hauteur totale), de façon à peu près symétrique.

En cas d'une très grande dissymétrie, il faudrait incriminer les FET T_1 ou T'_1, et la dispersion de leurs I_{DSS}. Le remède, simple, consiste à modifier l'une ou l'autre des résistances R_{12} et R_{18} branchées en talon avec P_1 (R'_{12} et R'_{18} pour le deuxième canal).

Contrôle et réglage de la bande passante

Il est nécessaire, pour ce contrôle, de disposer de signaux rectangulaires à 1 MHz au moins, à très faibles temps de montée et de descente (10 ns au maximum). Si le générateur du laboratoire n'offre pas semblables caractéristiques (ce qui est probable pour les temps de transition), on pourra facilement construire un petit oscillateur avec des circuits logiques TTL, ou avec un comparateur rapide. L'amplitude délivrée, là encore, sera de l'ordre de 40 mV crête à crête.

On commencera par contrôler les étages de préamplification, en prélevant le signal observé sur l'émetteur du transistor T_3 (T'_3 pour le deuxième canal), toujours avec le montage de la figure 25. La bande passante maximale, sans sur-correction, conduit à une reproduction fidèle des signaux. Une sous-correction allonge les temps de transition, alors qu'une sur-correction introduit des dépassements. On se reportera aux oscillogrammes C, D et E, qui illustrent ces mêmes phénomènes pour l'amplificateur de synchronisation.

Si on observait soit une sous-correction, soit une sur-correction, il faudrait modifier légèrement la capacité du condensateur C_{15} (et C'_{15} pour la deuxième canal).

Ensuite, en branchant l'oscilloscope sur la sortie générale (émetteur

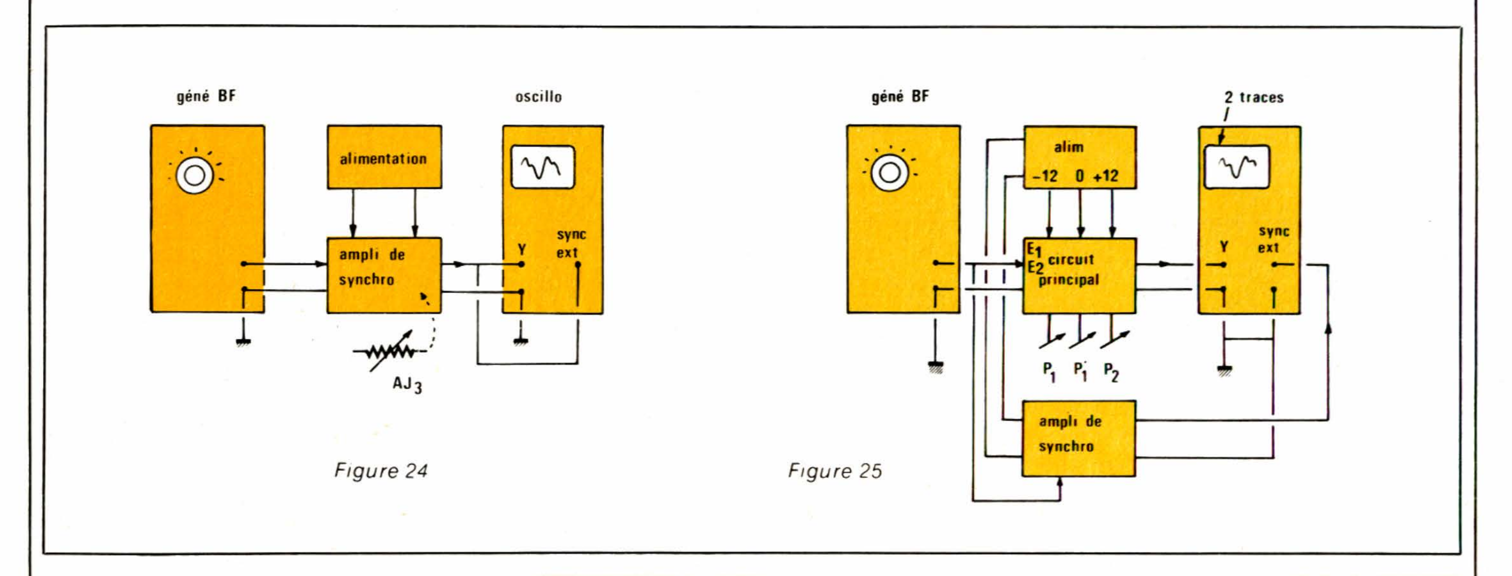


Figure 24

Figure 25

de T_9, à travers R_{35}), on contrôlera la bande passante pour l'ensemble du montage. Cette fois, si une retouche s'avère nécessaire, elle porte sur le condensateur C_{23}.

Réalisation finale

Nous consacrerons, dans notre prochain numéro, le deuxième volet de cet article aux aspects mécaniques de la réalisation, et à l'interconnexion finale.

Nous avons préféré clore cette première avec les oscillogrammes qui vous permettront de tester chaque carte séparément.

Le deuxième volet dévoilera aussi l'énoncé des caractéristiques de l'appareil : que nos lecteurs s'arment donc de patience... (à suivre)

R. RATEAU

Nomenclature des composants

Résistances 0,25 watt à ± 5 %

Nous traiterons, à part, le problème des résistances des atténuateurs référencées de R_1 à R_8, et de R'_1 à R'_8.

R_9, R'_9 : 1 MΩ
R_{10}, R'_{10} : 100 kΩ
R_{11}, R'_{11} : 100 Ω
R_{12}, R'_{12} : 330 Ω
R_{13}, R'_{13} : 330 Ω
R_{14}, R'_{14} : 100 Ω
R_{15}, R'_{15} : 330 Ω
R_{16}, R'_{16} : 2,2 kΩ
R_{17}, R'_{17} : 4,7 kΩ
R_{18}, R'_{18} : 15 kΩ
R_{19}, R'_{19} : n'existe pas, à cause d'une erreur de numérotation...
R_{20}, R'_{20} : 2,2 kΩ
R_{21}, R'_{21} : 2,2 kΩ
R_{22}, R'_{22} : 33 Ω
R_{23}, R'_{23} : 1,5 kΩ
R_{24}, R'_{24} : 2,2 kΩ
R_{25}, R'_{25} : 2,2 kΩ
R_{26} : 1 kΩ
R_{27} : 33 Ω
R_{28} : 1,2 kΩ
R_{29} : 820 Ω
R_{30} : 3,3 kΩ
R_{31} : 220 Ω
R_{32} : 1,2 kΩ
R_{33} : 100 Ω
R_{34} : 220 Ω
R_{35} : 220 Ω
R_{36}, R'_{36} : 3,3 kΩ
R_{37}, R'_{37} : 2,7 kΩ
R_{38} : 6,8 kΩ
R_{39} : 56 kΩ
R_{40} : 1 kΩ
R_{41} : 3,3 kΩ
R_{42} : 2,7 kΩ
R_{43} : 1 kΩ
R_{44} : 3,3 kΩ
R_{45} : 33 Ω
R_{46} : 1 kΩ
R_{47} : 3,3 kΩ
R_{48} : 330 Ω
R_{49} : 1 kΩ
R_{50} : 68 kΩ
R_{51} : 4,7 kΩ
R_{52} : 2,2 kΩ
R_{53} : 3,3 kΩ
R_{54} : 330 Ω

Les résistances des atténuateurs

Pour chacune d'elles, nous indiquons deux valeurs : la première est la valeur exacte permettant d'obtenir les atténuations souhaitées. On les prendra alors à 1 %, mais ce matériel n'est pas toujours facile à trouver. Une solution acceptable consiste à les remplacer par des résistances normalisées, à 5 % en les triant : c'est ce que nous proposons en donnant la deuxième valeur.

	E96	E24
R_1, R'_1 :	1 MΩ	1 MΩ
R_2, R'_2 :	10 kΩ	10 kΩ
R_3, R'_3 :	910 kΩ	910 kΩ
R_4, R'_4 :	120 kΩ	120 kΩ
R_5, R'_5 :	800 kΩ	820 kΩ
R_6, R'_6 :	249 kΩ	270 kΩ
R_7, R'_7 :	604 kΩ	620 kΩ
R_8, R'_8 :	665 kΩ	680 kΩ

Résistances ajustables (Piher horizontales)

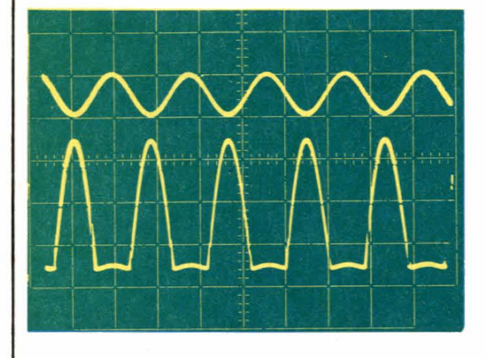
AJ_1, AJ'_1 : 220 Ω
AJ_2 : 10 kΩ
AJ_3 : 500 Ω

Condensateurs ajustables :

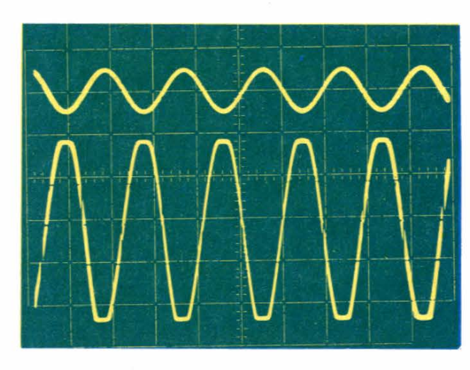
C_1, C_2, C_4, C_5, C_7, C_8, C_{10}, C_{11}, C'_1, C'_2, C'_4, C'_5, C'_7, C'_8, C'_{10}, C'_{11} : 10/60 pF.

Condensateurs film plastique ou céramique :

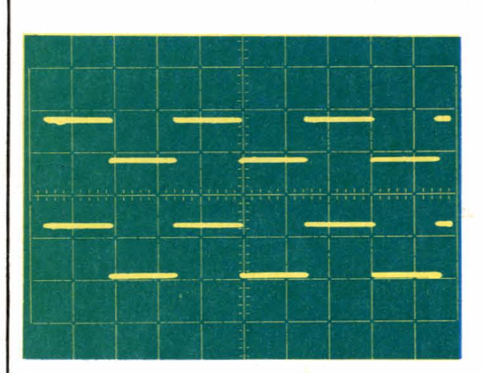
C_3, C'_3 : 100 pF
C_6, C'_6 : 1 nF
C_9, C'_9 : 33 pF
C_{12}, C'_{12} : 33 pF
C_{13}, C'_{13} : 100 nF
C_{14}, C'_{14} : 33 nF
C_{15}, C'_{15} : 150 pF (voir texte)
C_{17}, C_{17} : 4,7 nF
C'_{18}, C'_{18} : 68 pF
C_{19}, C'_{19} : 15 pF
C_{20} : 470 pF



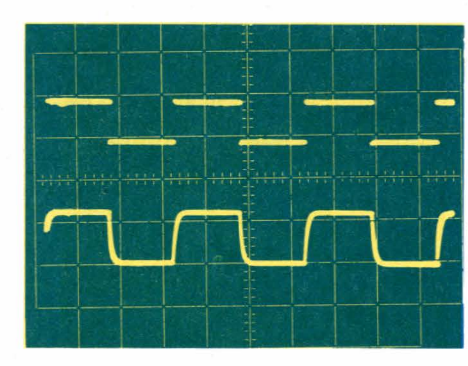
A - Avec une polarisation mal ajustée, l'écrêtage intervient dissymétriquement sur les pointes (en haut : 0,5 V/cm ; en bas : 2 V/cm).



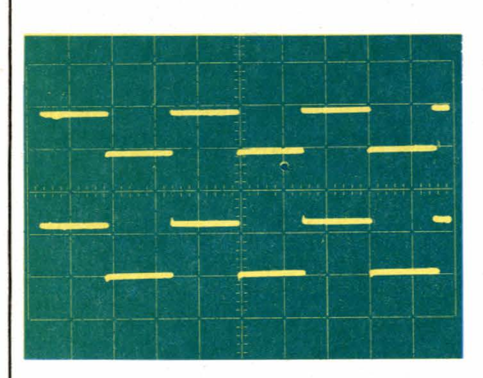
B - Un réglage correct conduit à un écrêtage symétrique (mêmes réglages que précédemment).



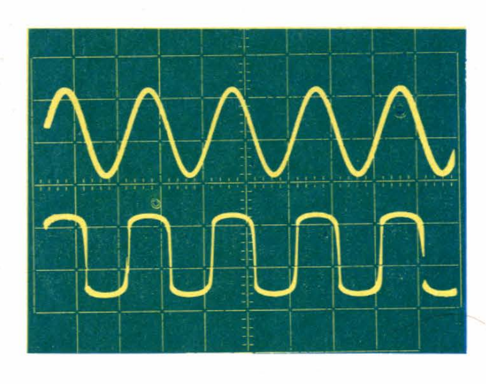
C - Pour une bonne compensation en fréquence, les signaux rectangulaires sont fidèlement reproduits (fréquence de travail d'environ 2 kHz).



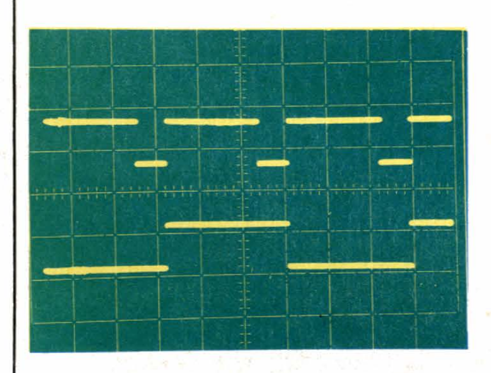
D - Une sous-compensation ralentit les temps de montée et de descente (même fréquence que précédemment).



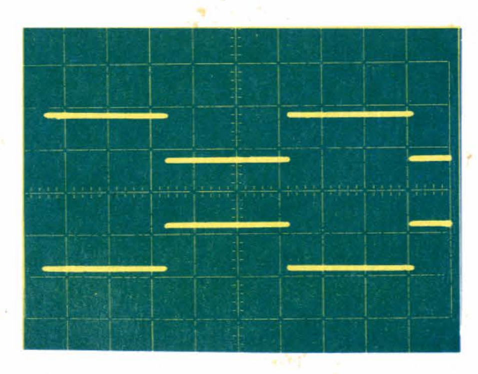
E - Au contraire, une surcompensation introduit des dépassements sur les transitoires rapides, comme le montre ici la trace inférieure.



F - Lorsque l'amplitude d'entrée excède 1,2 volts crête à crête, les diodes de protection limitent l'excursion (en haut : 10 V/cm ; en bas : 0,5 V/cm).



G - La trace supérieure (10 V/cm) représente les signaux d'horloge, à la sortie de CI1. La trace inférieure (10 V/cm) est prélevée sur l'une des sorties de la bande CI2.



H - Les deux sorties de la bascule délivrent des créneaux en opposition de phases (10 V/cm) sur les deux entrées.

C_{21} : 100 nF
C_{22} : 15 nF
C_{23} : 68 pF (voir texte)
C_{24} : 150 nF
C_{27} : 150 pF
C_{30} : 220 nF
C_{31} : 220 nF

Condensateurs électrochimiques (25 volts)

C_{16}, C'_{16} : 10 µF
C_{25} : 4,7 µF
C_{26} : 4,7 µF
C_{28} : 470 µF
C_{29} : 470 µF

Potentiomètres linéaires

P_1, P'_1 : 2,2 kΩ
P_2 : 470 kΩ

Diodes

D_1, D'_1, D_2, D'_2 : 1N 4148
D_3, D_4, D_5, D_6 : 1N 4002
DZ : Zéner 9,1 V (400 mW).

Transistors

T_1, T'_1 : 2N 4416
T_2, T'_2 : 2N 2369
T_3, T'_3 : 2N 2369
T_4 : 2N 2369
T_5 : 2N 2369
T_6 : 2N 2222
T_7 : 2N 2907
T_8 : 2N 2222
T_9 : 2N 2219
T_{10}, T'_{10} : 2N 2222
T_{11} : 2N 2222
T_{12} : 2N 2907
T_{13} : 2N 2222
T_{14} : 2N 2222

Circuits intégrés :

CI_1 : 555
CI_2 : 4013
CI_3 : 7812
CI_4 : 7912

Commutateurs des atténuateurs

Soulat Frères : 4 sections 12 positions référence : 4B12.

Transformateur

2 × 12 V - 12 VA

4e Salon International de la maquette et du modèle réduit

La radio Simprop PCM, il s'agit d'un prototype, un module de programmation est ici proposé.

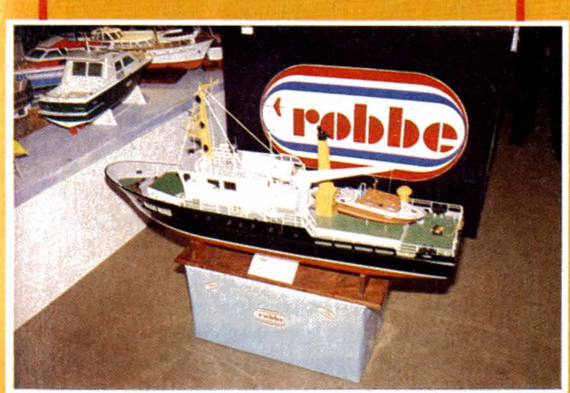
La quatrième édition du Salon international de la maquette et du modèle réduit s'est déroulée, comme les autres années, au CNIT ou si vous préférez à la Défense, à portée du RER de Paris...

128 392 visiteurs ont pu se presser dans les allées contre 101 288 l'année dernière, une progression spectaculaire que nous n'expliquerons pas uniquement par le mauvais temps qui régnait sur la France entière à cette époque.

Ce Salon est un peu l'occasion de découvrir les nouveautés ; elles sont multiples, comme dans tous les Salons, mais pas toutes significatives. Ce qui nous intéresse ici, c'est surtout l'électronique avec les émetteurs, récepteurs et accessoires de radiocommande et, dans une moindre mesure les maquettes destinées à s'associer à ces ensembles. Commençons donc avec la radio et plus particulièrement par un constructeur français qui proposait un système de radiocommande assurant une protection quasi-absolue contre les interférences de toutes natures.

Cette firme, c'est **Teler,** société installée dans la région grenobloise dont nous rencontrons régulièrement le directeur, Eric Berruyer, et avec qui nous avons pu faire le point.

La grande nouveauté de Teler est un ensemble radio baptisé Micro Process Absolue. Absolue, c'est la protection annoncée par le constructeur. Trois techniques sont utilisées pour l'ensemble, la première est la synthèse de fréquence. Nos lecteurs en ont déjà entendu parler dans nos colonnes. Ici, cette synthèse permet de programmer plus de 1 000 fréquences dans quatre bandes et sans changer de quartz. Ce quartz est un modèle militarisé avec broches de sortie dorées. Comme il n'y en



Robbe vous propose ici un bateau de recherche géodésique, l'annexe peut être radioguidée.



Electrique ou thermique, le tout-terrain gagne du terrain ! Ici, quelques nouveautés Robbe.



Scientific France avec une collection de gros camions et d'hélicoptères.



La vapeur avec une maquette de tracteur anglais.



La Wild Willie de Tamya, une tout-terrain spécialiste du wheeling.



Une attraction très connue : les locomotives à charbon et à vapeur.



Un biplan RC au concours de maquettes.

irréprochable, mais le bassin du CNIT ne permet pas de plongée profonde !

Nous arrivons maintenant à un autre domaine où l'électronique est présente, il s'agit du train miniature. La vedette électronique, c'est le Zéro 1 d'**Hornby** qui se complète petit à petit; nous en sommes maintenant à la programmation d'itinéraires et à leur mise en mémoire.

L'électronique dans le train, nous l'avons également aperçue autour des circuits, sous forme de modules proposés aux amateurs par de petites firmes.

Pour construire ces modèles réduits, il faut de l'outillage : nous avons remarqué parmi les « grosses » machines, des prototypes d'**Emco,** l'Unimat 1. Il s'agit d'une machine modulaire pas très puissante il est vrai ; elle permet toutefois de tourner des pièces de quelques millimètres de diamètre dans du métal ou de plus grosses dans du bois; une adaptation permet le fraisage de matières plastiques ou de bois, le déplacement des pièces se faisant par chariots. Cela convient bien pour la confection de boîtiers, de mécanismes tournant autour de produits électroniques mais pas trop gros tout de même.

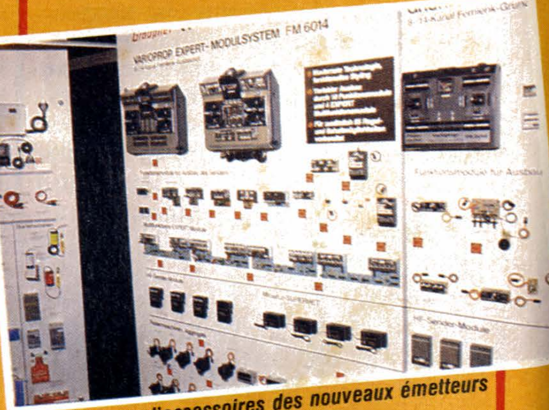
Nous aurions pu vous parler de beaucoup d'autres choses, les maquettes étaient fort nombreuses, toutes plus finies les unes que les autres, les locomotives à vapeur, les vraies, défilaient le long de leur rail rectiligne, les hélicoptères vrombissaient, protégés par un filet, un avion électrique volait et planait au-dessus de la foule, cette fois dans le silence, les voitures tournaient sur leur piste et les coups de canon pétaradaient autour des galères de M. Richard. Le spectacle était là aussi, difficilement accessible à ceux qui arrivaient trop tard. Les professionnels de la maquette étaient aussi présents: professionnels réalisant des villes, des paysages pour une étude architecturale ou une simulation de vol, des maquettes d'avion pour les compagnies aériennes. Un domaine nouveau au CNIT et qui devrait se développer.



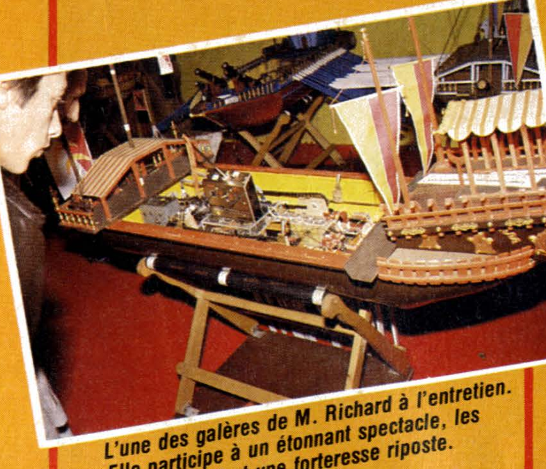
Le célèbre Corsair, toujours au concours de maquettes.



Un des réseaux modulaires pouvant s'assembler pour constituer d'immenses réseaux.



La gamme d'accessoires des nouveaux émetteurs de Graupner.



L'une des galères de M. Richard à l'entretien. Elle participe à un étonnant spectacle, les canons tirent et une forteresse riposte.



Fiches « Composant »

détachables pour votre labo

Veuillez me faire parvenir les circuits imprimés ci-contre à l'adresse suivante:

Nom:

Prénom:

Rue

N°:

Complément d'adresse:

Code postal:

Ville:

Je joins à cette commande un règlement par:

- Chèque bancaire
- C.C.P.
- Mandat

FICHE COMPOSANT — RPEL

Porte AND 4 × 2 entrées

74 HC 08: 1 I1, 2 I2, 3 O1, 4 I3, 5 I4, 6 O2, 7 GND, 8 O3, 9 I5, 10 I6, 11 O4, 12 I7, 13 I8, 14 VCC

4081B: 1 I_1, 2 I_2, 3 O_1, 4 O_2, 5 I_3, 6 I_4, 7 V_{SS}, 8 I_5, 9 I_6, 10 O_3, 11 O_4, 12 I_7, 13 I_8, 14 V_{DD}

74 C 08
74 HC 08

4081

Porte AND 3 × 3 entrées

74 HC 11: 1 I1, 2 I2, 3 I4, 4 I5, 5 I6, 6 O2, 7 GND, 8 O3, 9 I7, 10 I8, 11 I9, 12 O1, 13 I3, 14 VCC

4073B: 1 I_4, 2 I_5, 3 I_1, 4 I_2, 5 I_3, 6 O_1, 7 V_{SS}, 8 I_6, 9 O_2, 10 O_3, 11 I_7, 12 I_8, 13 I_9, 14 V_{DD}

74 HC 11

4073

FICHE COMPOSANT — RPEL

Porte OR 3 × 3 entrées

74 HC 4075: 1 I1, 2 I2, 3 I4, 4 I5, 5 I6, 6 O2, 7 GND, 8 I3, 9 O1, 10 O3, 11 I9, 12 I8, 13 I7, 14 VCC

4075B: 1 I_4, 2 I_5, 3 I_1, 4 I_2, 5 I_3, 6 O_1, 7 V_{SS}, 8 I_6, 9 O_2, 10 O_3, 11 I_7, 12 I_8, 13 I_9, 14 V_{DD}

74 HC 4075

4075

Porte OR 2 × 4 entrées

4072B: 1 O_1, 2 I_1, 3 I_2, 4 I_3, 5 I_4, 6 nc, 7 V_{SS}, 8 nc, 9 I_5, 10 I_6, 11 I_7, 12 I_8, 13 O_2, 14 V_{DD}

4072



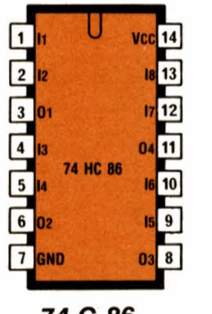


Fiches « Composant »

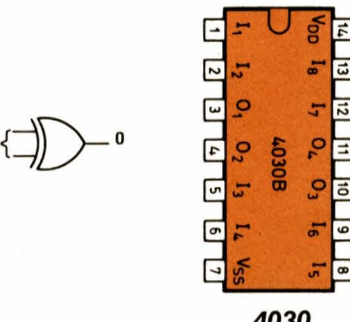
détachables pour votre labo

FICHE COMPOSANT — RPEL

Porte OU exclusif 4 × 2 entrées

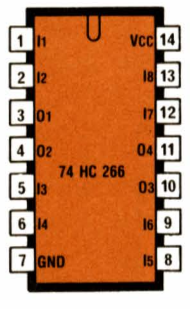


74 C 86
74 HC 86

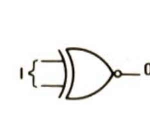


4030
4070

Porte NOR exclusif



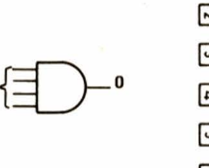
74 HC 266

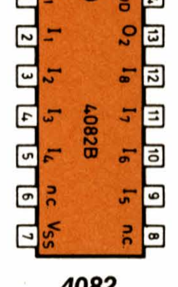


4077

FICHE COMPOSANT — RPEL

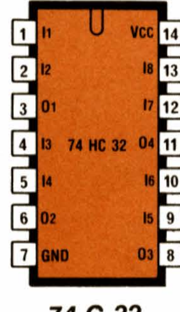
Porte AND 2 × 4 entrées



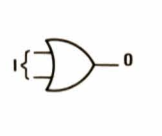


4082

Porte OR 4 × 2 entrées



74 C 32
74 HC 32



4071

CARTE DE COMMANDE « CIRCUITS IMPRIMÉS »

RADIO PLANS *électronique loisirs*

Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
Prix total TTC →			=
Ajouter sur cette ligne les frais de port (8 F pour la France métropolitaine ; 12 F pour DOM-TOM et étranger) →			+
Total à payer →			=



Fiches « Composant »

détachables pour votre labo

FICHE COMPOSANT RPEL

Les familles CMOS 4000 B, 74 C, 74 HC

Les circuits intégrés logiques en technologie MOS complémentaire ont connu une évolution rapide depuis leur introduction en 1966 par RCA.
Leurs principaux avantages par rapport aux technologies bipolaires (TTL, TTL LS, DTL, ECL...) résident dans une faible consommation pour une large gamme de tensions d'utilisation — entre 3 et 18 V en général — et une grande immunité au bruit.
En contrepartie les premières versions (série 4000 A) étaient assez fragiles bien que protégées, avec un courant de sortie disponible faible, et elles étaient surtout lentes.
Ceci a été partiellement amélioré avec la série 4000 B et 74 C : protection d'entrée plus efficace, sortie « bufférisée », mais toujours avec les mêmes fréquences limites de fonctionnement, encore que les procédés SOS (silicon on saphir) et LOC MOS (local oxydation) permettent une plus grande intégration et une vitesse légèrement accrue.
Enfin notons l'apparition d'une nouvelle série : la 74 HC (National, Motorola) qui abat le dernier bastion de la TTL LS : la vitesse, en conservant les avantages inhérents aux CMOS sauf en ce qui concerne la plage de tension d'alimentation (3 à 6 V).
Les séries 74 C et 74 HC ont un brochage compatible TTL

	VIL VCC = 5 V	VIH VCC = 5 V	IOL VCC = 5 V	IOH VVV = 5 V	Gamme de tension d'alimentation
MM74HC	1,0 V	3,5 V	4 mA VOUT = 0,4 V	– 4 mA VOUT = 4,2 V	3 V à 6 V
MM74C	1,5 V	3,5 V	360 µA VOUT = 0,4 V	– 360 µA VOUT = 4,6 V	3 V à 15 V
CD4000B	1,5 V	3,5 V	440 µA VOUT = 0,4 V	= 440 µA VOUT = 4,6 V	" "
DM74LS	0,8 V	2,0 V	4 mA VOUT = 0,4 V	= 400 µA VOUT = 2,7 V	4,75 à 5,25 V

VIL : Tension d'entrée à l'état bas
VIH : Tension d'entrée à l'état haut
IOL : Courant de sortie à l'état bas
IOH : Courant de sortie à l'état haut

Structure et propriétés

En sortie :

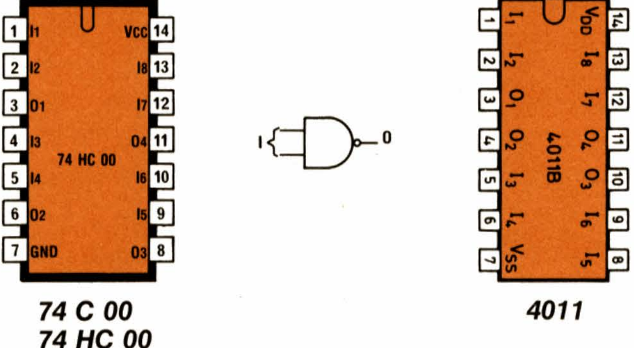
La cellule de base CMOS est constituée de deux transistors MOS (P et N) à enrichissement (figure 1).

Vcc = 9-15V
ETAGE DE SORTIE TYPIQUE DES CMOS

Ceci implique les caractéristiques suivantes :
- les courants de sortie aux niveaux haut et bas sont égaux (440 µA en 4000 B et 4 mA en HC pour VDD = 5 V),

FICHE COMPOSANT RPEL

Porte NAND 4 × 2 entrées

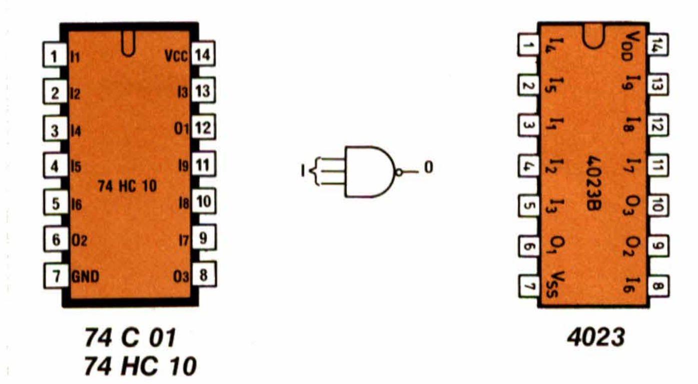


74 C 00
74 HC 00

4011



Porte NAND 3 × 3 entrées

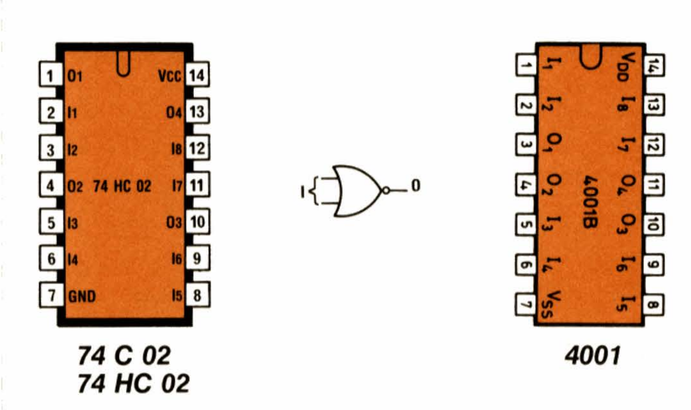


74 C 01
74 HC 10

4023

FICHE COMPOSANT RPEL

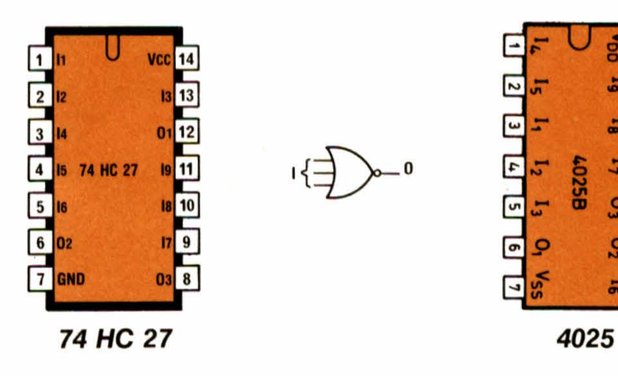
Porte NOR 4 × 2 entrées



74 C 02
74 HC 02

4001

Porte NOR 3 × 3 entrées



74 HC 27

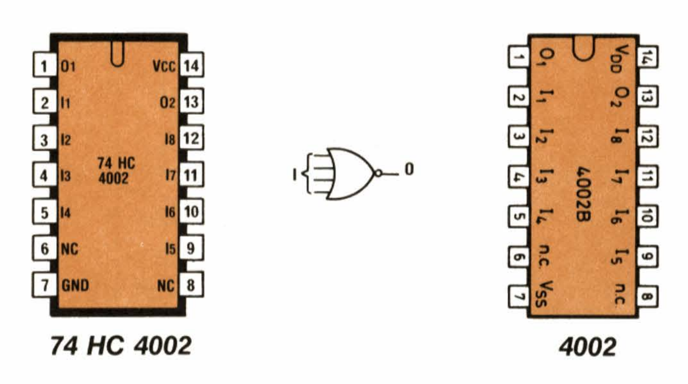
4025



Fiches « Composant » détachables pour votre labo

FICHE COMPOSANT RPEL

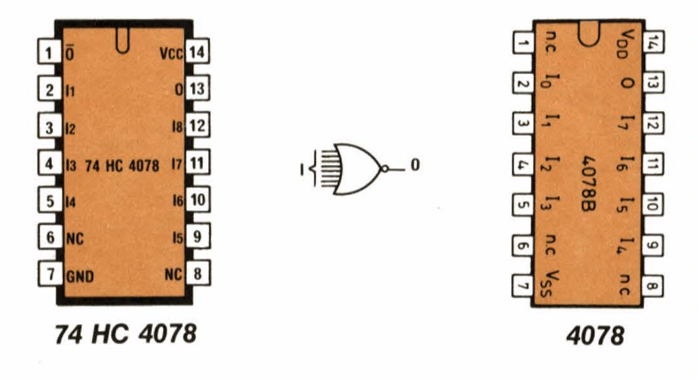
Porte NOR 2 × 4 entrées



74 HC 4002

4002

Porte NOR 1 × 8 entrées

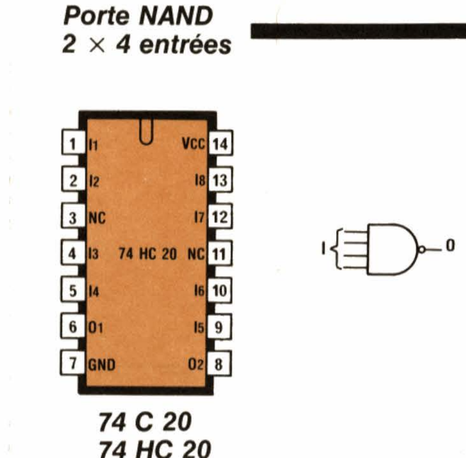


74 HC 4078

4078

FICHE COMPOSANT RPEL

Porte NAND 2 × 4 entrées

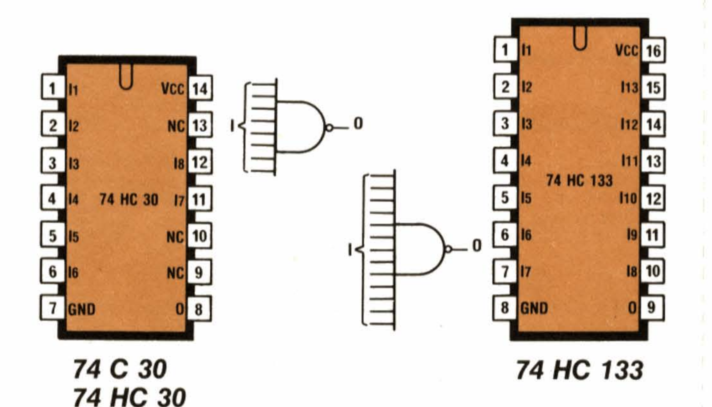


74 C 20
74 HC 20

4012

Porte NAND 1 × 8 entrées

Porte NAND 1 × 13 entrées



74 C 30
74 HC 30

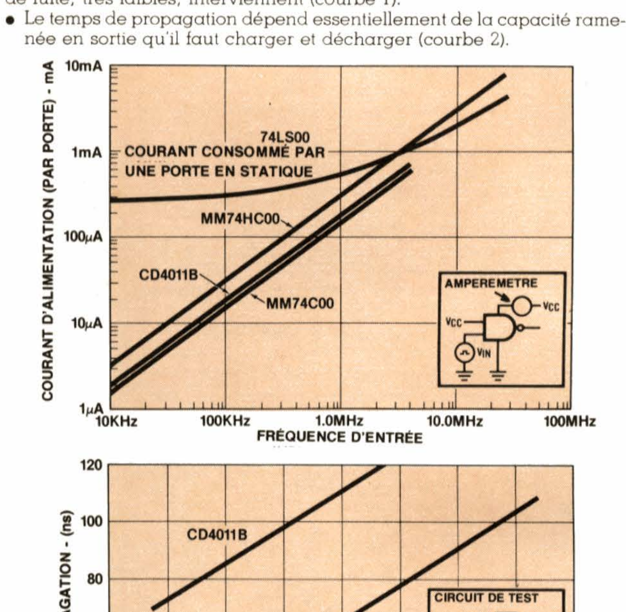
74 HC 133

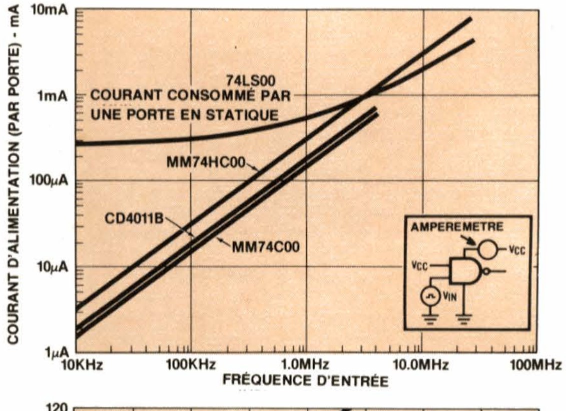
FICHE COMPOSANT RPEL

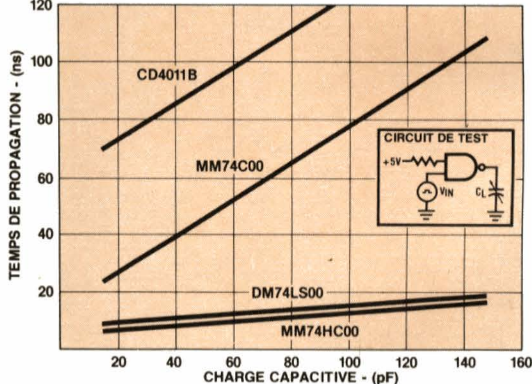
- le maximum de consommation se produit lors de la transition car à ce moment les deux transistors sont simultanément conducteurs.

Cette propriété explique que la puissance consommée par un circuit CMOS croît proportionnellement avec la fréquence de fonctionnement et avec le carré de la tension d'alimentation. En statique, seuls les courants de fuite, très faibles, interviennent (courbe 1).

- Le temps de propagation dépend essentiellement de la capacité ramenée en sortie qu'il faut charger et décharger (courbe 2).







Précautions d'emploi

- une entrée mal définie (à mi-chemin entre VDD et VSS) peut entraîner la destruction du buffer de sortie (Ptot boîtier ≤200 mW),
- un court-circuit en sortie pour VDD ≥ 7,5 V provoque les mêmes conséquences ((Ptot 1 trans. ≅ 100 mW),
- une capacité de charge ≥5 nF a les mêmes effets.

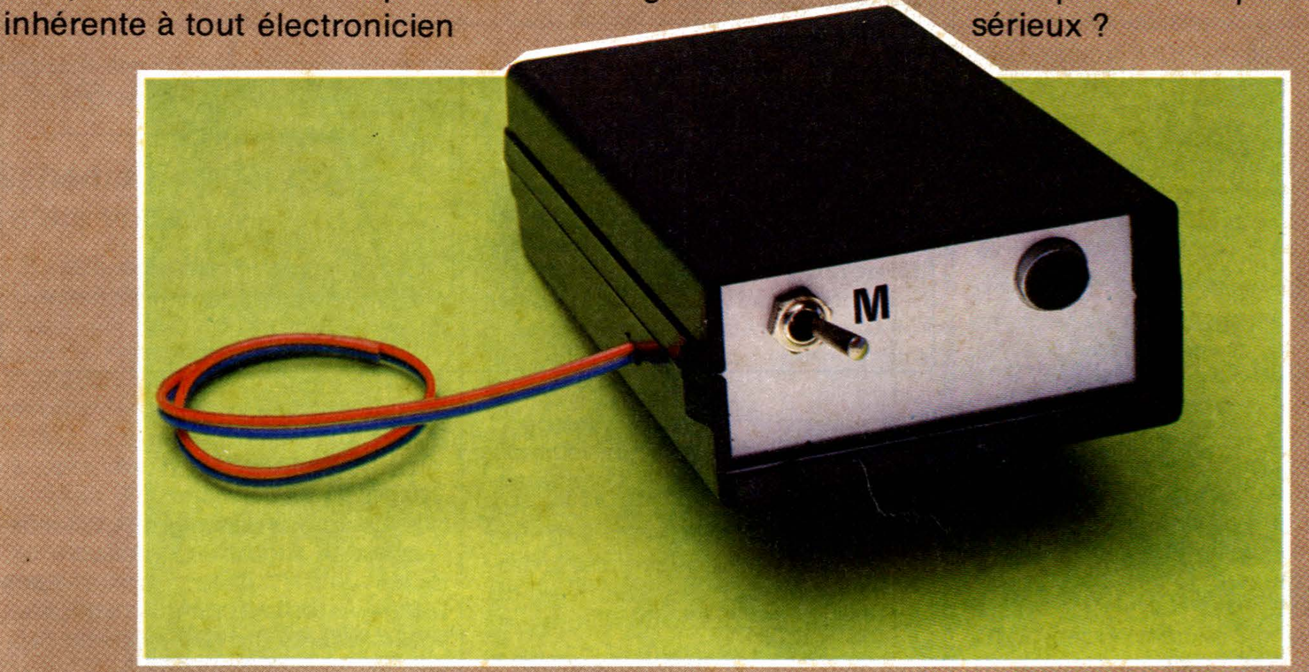
Relais vocal (Vox) pour applications diverses



Les applications ne manquent pas, où il peut être utile de déclencher un circuit électrique par le son de la voix : mise en route automatique d'un magnétophone pour l'enregistrement de conversations, commande d'un dispositif d'alarme, etc.

Le montage que nous décrivons ci-dessous répond à ces besoins. Son extrême sensibilité — si grande que nous avons dû prévoir un réglage afin de la diminuer dans certaines circonstances — permet une mise en route sur des conversations paisibles, à plusieurs mètres. Pour ce qui concerne la sortie, nous avons prévu plusieurs options, afin de faciliter l'adaptation aux divers cas possibles d'emploi.

La réalisation, qui ne fait appel qu'à des composants très courants, demande toutefois du soin, à cause de la compacité du montage. Mais n'est-ce pas là une qualité inhérente à tout électronicien sérieux ?



Le cahier des charges

Différents critères doivent être définis et quantifiés avant la conception d'un circuit de ce type. Ils concernent notamment : la sensibilité maximale nécessaire ; la bande passante utile ; la nature des circuits de sortie. Examinons les un par un.

La sensibilité maximale

Pour diverses raisons : encombrement, facilité de mise en œuvre, prix, disponibilité, nous avons choisi d'utiliser un micro de type électret. Ceux-ci, bien que tous d'apparence et de principe semblables, diffèrent toutefois sensiblement d'un modèle à l'autre, surtout par les courants et tensions de polarisation qui leur confèrent la sensibilité maximale.

Nous conseillons donc à nos lecteurs de ne pas s'écarter du modèle utilisé sur la maquette. Il s'agit d'un National Panasonic, de référence WM-034, dont nous reproduisons ci-dessous les caractéristiques principales :

- tension d'alimentation maximale : 10 volts ;
- tension d'alimentation optimale : 4,5 volts ;
- courant de polarisation : moins de 0,8 mA à 4,5 volts ;
- rapport signal/bruit : meilleur que 40 dB ;
- réponse en fréquence : de 10 Hz à 12 kHz, à ± 3 dB ;
- sensibilité : – 62 dB (0 dB = 1 V/µbar, à 1 000 Hz).

Ce dernier paramètre, qui régit l'amplification nécessaire dans notre relais vocal, demande à être interprété de façon plus prosaïque, nos lecteurs n'ayant certainement pas les moyens de mesurer des variations de pression de l'ordre de 10^{-6} bar.

En pratique, s'il est polarisé et chargé (2,2 kΩ) comme l'indique la notice, le micro WM-034 délivre un signal de l'ordre de 0,1 millivolt crête à crête, pour une conversation normale à 4 ou 5 mètres. En sortie, comme nous le verrons, il faut des tensions d'au moins 3 volts crête à crête, ce qui implique un gain de 30 000 environ.

La bande passante

Pour les applications envisagées, la bande passante utile est celle qui englobe les fréquences dominantes de la voix humaine. Traditionnellement (c'est par exemple le point de vue des PTT), celles-ci couvrent le spectre de 300 à 3 000 Hz environ.

Les circuits de sortie

Sauf exception, la mise en service des circuits d'utilisation, en présence d'un signal d'entrée suffisant, se ramène à la fermeture d'un contact, qu'il soit purement mécanique (relais) ou de nature électronique (transistor travaillant entre le blocage et la saturation).

Comme nous le verrons, l'utilisation d'un relais ne va pas sans introduire quelques difficultés. En raison de la grande sensibilité nécessaire, le simple bruit de fermeture ou d'ouverture des contacts suffit à réamorcer le montage, ce qui se traduit par d'éternelles oscillations entre la mise en marche et l'arrêt. Le remède le plus simple consiste à ne pas fixer le relais sur le circuit imprimé de l'appareil, mais à l'éloigner, si possible dans un boîtier isolé phoniquement.

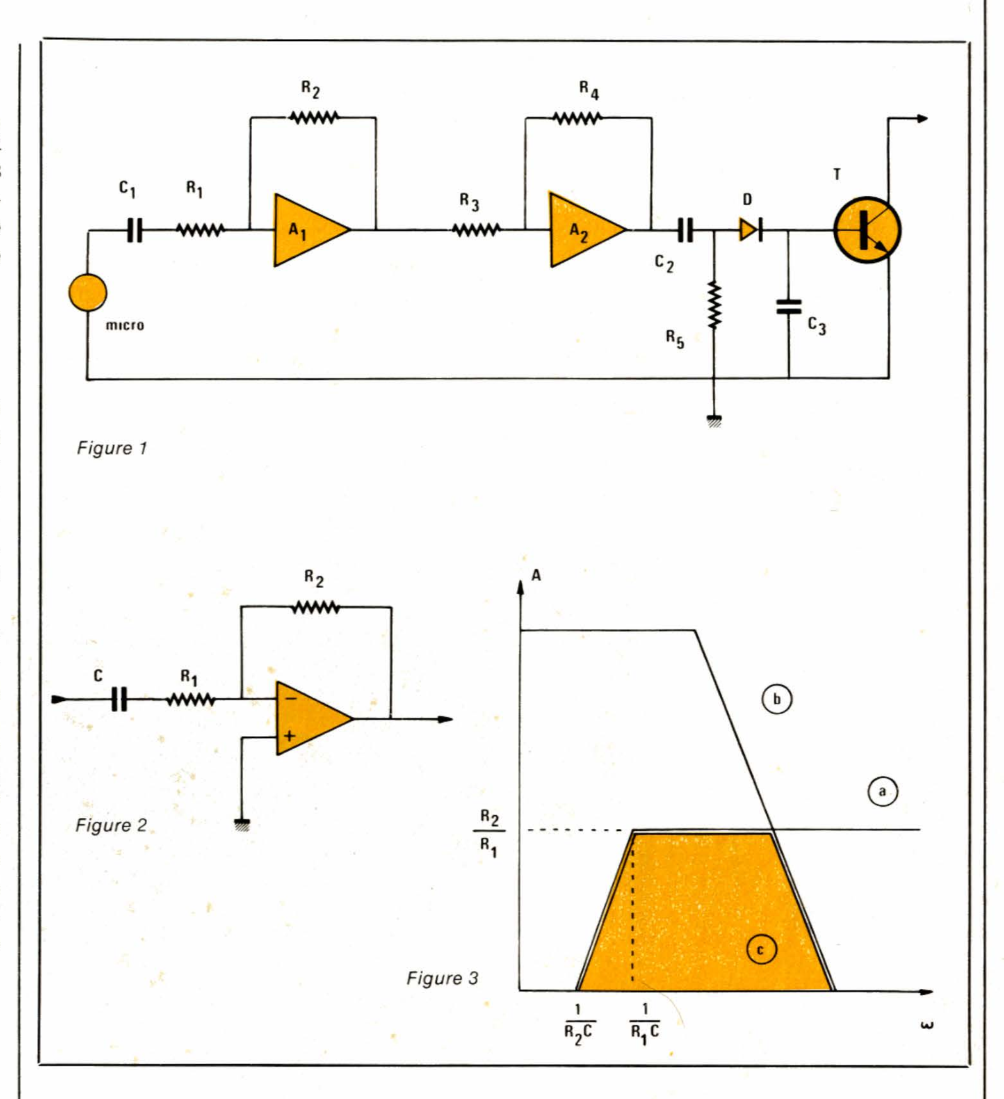


Figure 1

Figure 2

Figure 3

Le synoptique du relais vocal

On le trouvera en **figure 1**. L'alimentation s'effectue à partir d'une pile miniature de 9 volts(ou d'un accumulateur cadmium-nickel équivalent), que met en service l'interupteur K.

La sortie du micro-électret, chargée par la résistance R_1, attaque un premier amplificateur opérationnel A_1. Nous allons montrer que, par un choix convenable du condensateur C_1, et des résistances R_1 et R_2, on peut modeler la courbe de réponse de cet étage de manière à éliminer les fréquences basses d'une part, et les fréquences élevées d'autre part.

Le circuit de la **figure 2** constituerait, sous réserve d'utilisation d'un amplificateur opérationnel idéal (bande passante illimitée vers les fréquences élevées), un filtre actif de type passe-haut, dont la courbe de réponse (gain A en fonction de la pulsation ω) est donnée par la courbe **a** de la **figure 3**.

Pour un amplificateur opérationnel réel, le gain en boucle ouverte, sensiblement constant pour des fréquences très basses, diminue ensuite régulièrement, lorsque f augmente. Dans les circuits inconditionnellement stables à compensation intégrée, comme le classique 741, la réponse est définie par une relation passe-bas de premier ordre, qui correspond à une chute de 6 dB par octave. La courbe de réponse en boucle ouverte est alors la courbe **b** de la **figure 3**.

Finalement, compte tenu de cette réponse, et de celle qu'impose le réseau C_1, R_1, C_2, la réponse résultante devient celle qu'illustre la courbe **c** de la **figure 3**. On voit qu'on peut, par un choix convenable de C_1, R_1 et R_2, imposer les fréquences charnière f_1 et f_2.

Le choix de f_2 conditionne le gain maximal R_2/R_1. Toujours dans le cas du circuit intégré 741, pour une fréquence de coupure de 3 000 Hz, on arrive à un gain d'environ 300, que nous pouvons obtenir en prenant $R_1 = 3{,}3\ k\Omega$, et $R_2 = 1\ M\Omega$. Pour une fréquence charnière inférieure de 300 Hz, il faudra choisir alors :

$$f_1 = \frac{1}{2\,\Pi\,R_1\,C_1}$$

ce qui nous donne :

$$C_1 \cong 150\ nF$$

Nous savons que le gain global de l'ensemble A_1, A_2 doit atteindre au moins 30 000. Il faut donc, dans l'étage A_2, obtenir un gain au moins égal à 100, ce qui détermine le rapport R_4/R_3 dans la **figure 1**.

L'alimentation s'effectuant à partir d'une tension unique, les polarisations de repos deviennent telles que les signaux alternatifs, à la sortie de l'amplificateur A_2, se trouvent centrés sur un potentiel moyen de 4,5 volts. On les replace autour du potentiel de la masse, grâce à l'ensemble C_2, R_5.

Dans ces conditions, les crêtes positives, sitôt qu'elles franchissent la tension de seuil de la diode D, chargent le condensateur C_3, et excitent l'amplificateur continu A_3, qui commande la base du transistor de sortie T. Celui-ci, initialement bloqué, devient conducteur, et se sature même presque instantanément. Il peut alors soit jouer directement le rôle d'un interrupteur fermé, soit

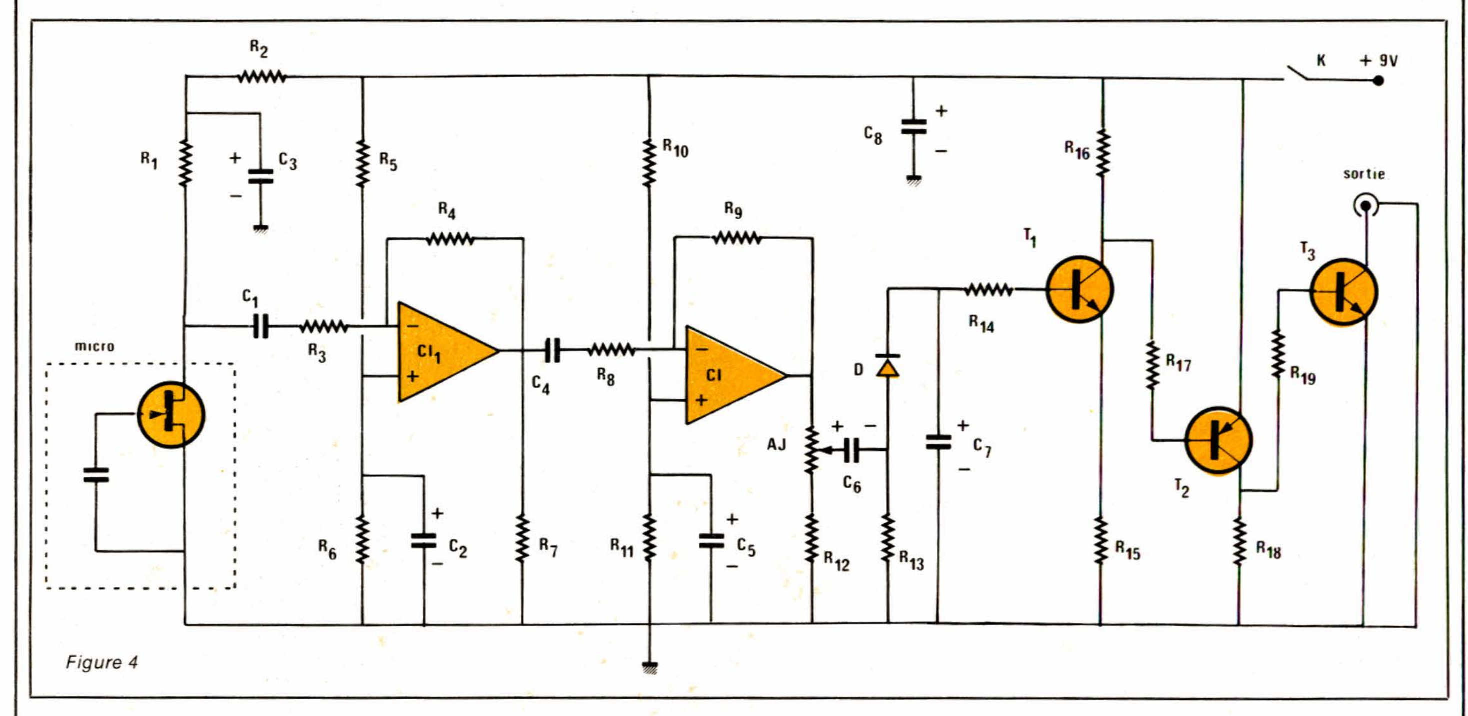


Figure 4

commander un relais si cela s'avère indispensable.

Schéma détaillé du relais vocal

Il est donné par la **figure 4**, où la référenciation des composants, en raison de leur nombre, diffère de celle du synoptique de la **figure 1**.

Le drain du FET du micro électret est chargé par la résistance R_1, de 2,2 kΩ, comme annoncé plus haut. Compte tenu de la tension optimale de drain (4,5 volts), et de l'intensité consommée (0,8 mA), on doit trouver une tension d'environ 6,2 volts au sommet de R_1 : ceci conditionne le choix de la résistance R_2.

Le premier étage d'amplification (A_1 du synoptique) s'articule autour d'un amplificateur opérationnel de type 741. Comme on utilise une alimentation unique, il convient de polariser, à mi-tension, l'entrée non inverseuse. Ce résultat s'obtient à partir du pont R_5, R_6, découplé en alternatif par le condensateur C_2. Les composants C_1, R_3 et R_4 déterminent la courbe de réponse et le gain, comme nous l'avons expliqué précédemment.

Chargé en sortie par R_7, le premier amplificateur opérationnel attaque un autre étage, lui aussi construit autour d'un 741. La structure de ce deuxième ensemble lui confère, comme pour le premier, les propriétés d'un différenciateur imparfait. Toutefois, le choix des composants C_4, R_8 et R_9, donne une bande passante sensiblement plus large que pour le premier étage, qui intervient donc pratiquement seul dans le modelage de la courbe de réponse.

Ainsi que nous l'avions expliqué, les signaux de sortie sont centrés sur un potentiel moyen de 4,5 volts. On les recueille sur l'ensemble AJ, R_{12}, et la résistance ajustable autorise un réglage du gain global, donc de la sensibilité. Le recentrage sur le potentiel de la masse, est obtenu grâce à C_6 et R_{13}.

Les crêtes positives, à travers la diode D, chargent le condensateur C_7, et T_1 commence à conduire dès que la différence de potentiel aux bornes de C_7 dépasse 0,6 volt environ. On voit donc qu'il faut, au total, des crêtes positives de 1,2 à 1,5 volt sur R_{13}, pour amorcer la conduction de T_1.

Une fois chargé, ce qui intervient quasi-instantanément en présence d'un signal d'entrée d'amplitude suffisante, C_7 ne peut se décharger qu'à travers l'espace base-émetteur de T_1, et les résistances R_{14} et R_{15}. Le choix de C_7 et de R_{15} détermine donc, en priorité, la constante de temps de cette décharge, c'est-à-dire le retard à la coupure, après disparition du signal d'entrée. Avec les valeurs de composants indiqués dans la nomenclature, on disposera d'une temporisation d'environ 5 à 7 secondes, après saturation du transistor T_1.

La mise en conduction de T_1 entraîne celle de T_2, donc celle du transistor de sortie T_3, qui se sature, et devient pratiquement l'équivalent d'un court-circuit.

On notera, pour terminer, le découplage soigné de l'étage à microélectret, par R_2 et C_3, puis celui de la pile par le condensateur C_8.

Configurations et utilisations de l'étage de sortie

La première configuration possible, et la plus simple, est celle du schéma général de la **figure 4.** On pourra l'employer chaque fois que les circuits d'utilisation ne dépassent pas les possibilités du transistor de sortie, soit une intensité maximale de 500 mA, et une différence de poten-

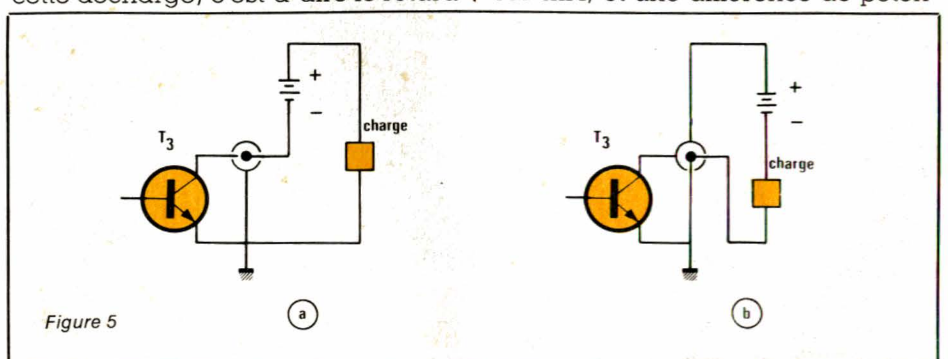
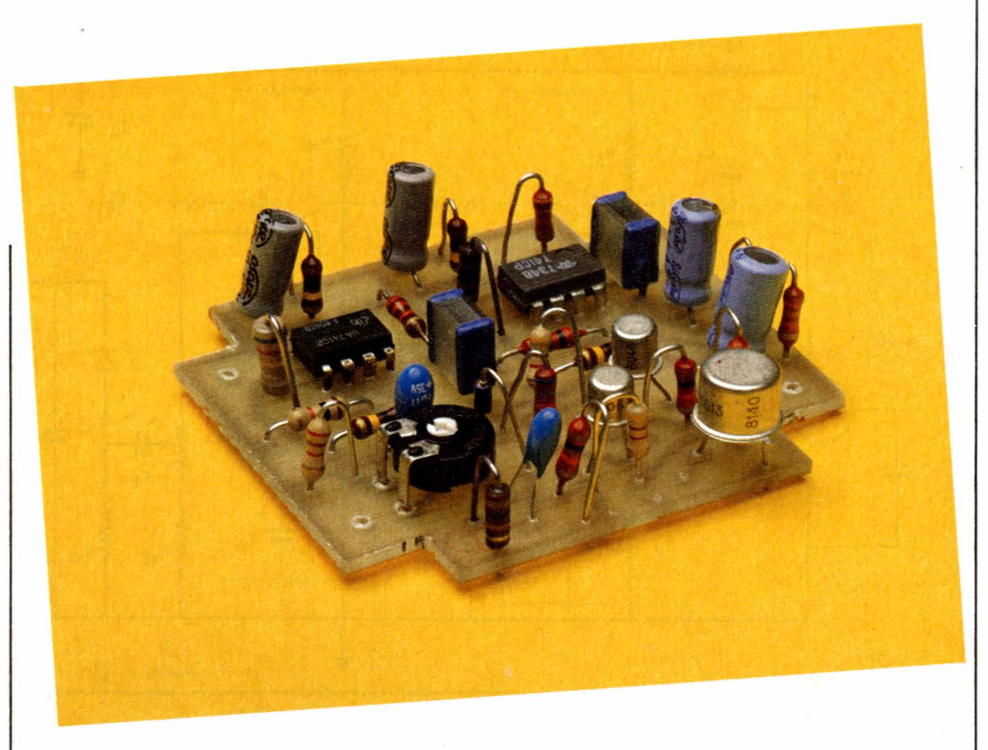
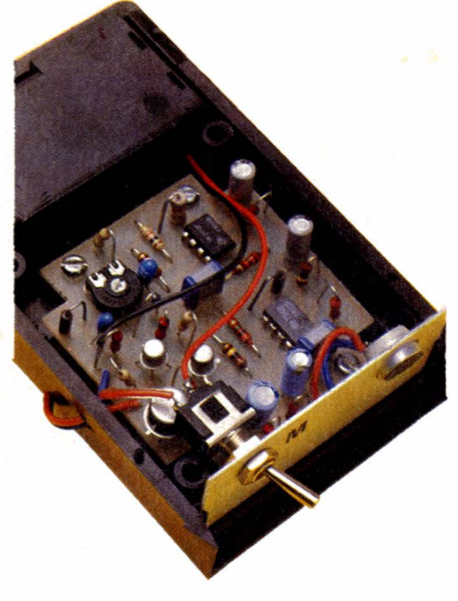


Figure 5

tiel ne dépassant pas 50 volts. Ces conditions conviennent, notamment, à tous les types de magnétophones portables (généralement alimentés sous 6 volts et consommant de 100 à 200 mA, moteur compris).

Pas plus que dans d'autres domaines, les constructeurs de magnétophones n'ont réussi à standardiser les caractéristiques de leurs fiches « remote », destinées à la mise en route à distance par fermeture d'un contact. Certaines d'entre elles sont connectées comme l'indique la **figure 5, a,** tandis que d'autres répondent au schéma de branchement de la **figure 5, b.** On en tiendra compte dans le sens de branchement du jack de raccordement (modèle miniature de 2 mm de diamètre), ainsi que le montrent les figures.





Dans certains cas (courant plus intense, commande d'un appareil fonctionnant sur le secteur), on devra recourir à l'emploi d'un relais. Les connexions à réaliser sont alors celles de la **figure 6,** avec une diode de protection contre les surtensions inverses.

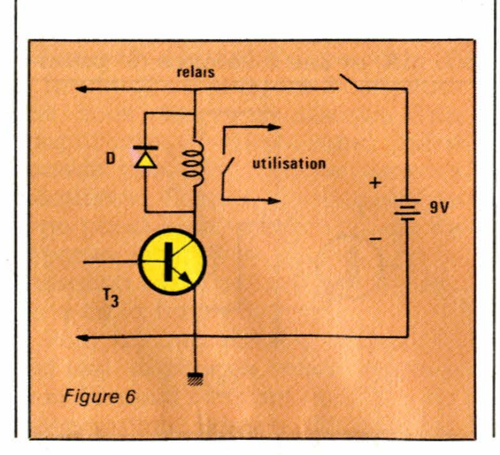


Figure 6

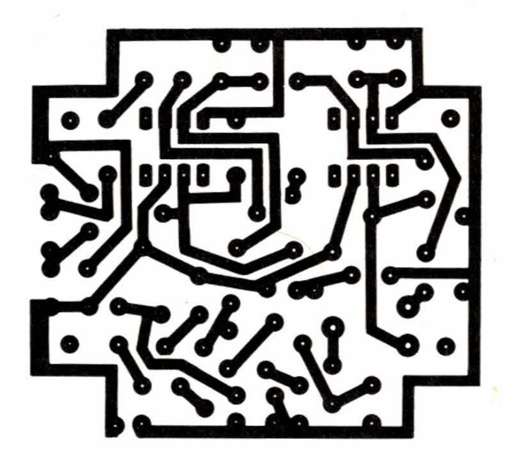


Figure 7

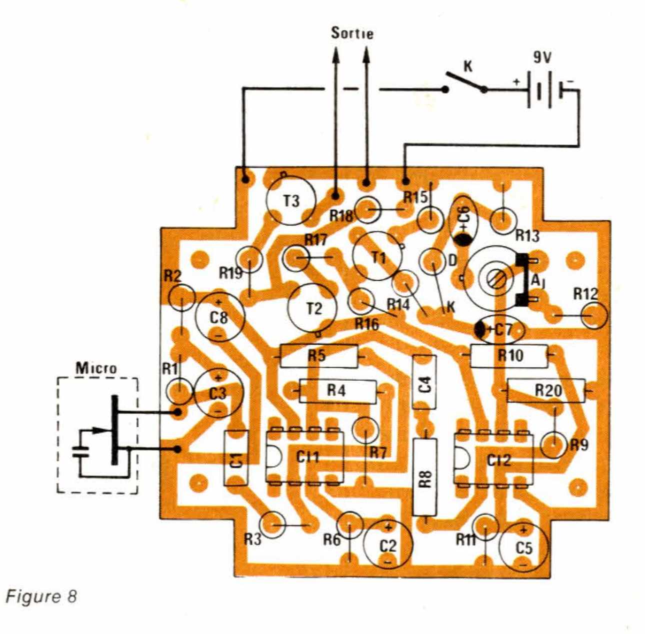
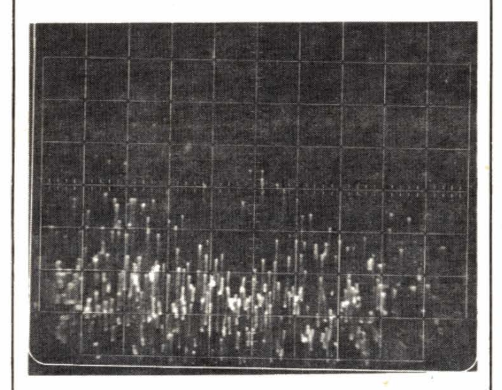


Figure 8

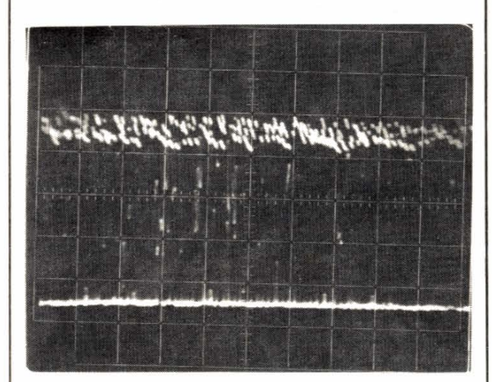
Circuit imprimé et mise en coffret

Désirant un montage relativement compact, nous avons sélectionné un coffret MMP de référence 173 LPA. A peine plus grand qu'un paquet de cigarettes, ce boîtier comporte un logement pouvant recevoir soit deux piles crayon, soit une petite pile de 9 volts.

Ses dimensions internes, et les emplacements des vis de fixation, dictent en grande partie le dessin du circuit imprimé, qu'on trouvera en **figure 7**. La **figure 8**, et les photographies d'accompagnement, illustrent l'implantation des composants. On remarquera que, pour gagner de la place, nous avons dû insérer verticalement certaines résistances. Par ailleurs, l'utilisation de condensateurs au tantale facilite la miniaturisation souhaitée.



Oscillogramme A - *A la sortie du deuxième amplificateur opérationnel, les signaux sont très fortement amplifiés. Nous reproduisons ici la parole (récepteur radio placé à plusieurs mètres), ce qui explique la difficulté de stabiliser le signal pendant la durée de la pose photographique.*



Oscillogramme B - *Dès que le niveau sonore devient suffisant, on observe un écrêtage par saturation. Plusieurs balayages ayant eu pendant la pose, on constate encore une superposition des traces.*

Contrôle du fonctionnement et réglage de la sensibilité

Si aucune erreur n'a été commise lors du câblage, le montage doit fonctionner dès sa mise sous tension. On pourra s'en assurer en remplaçant le circuit d'utilisation par une diode électroluminescente, conformément au schéma de la **figure 9**.

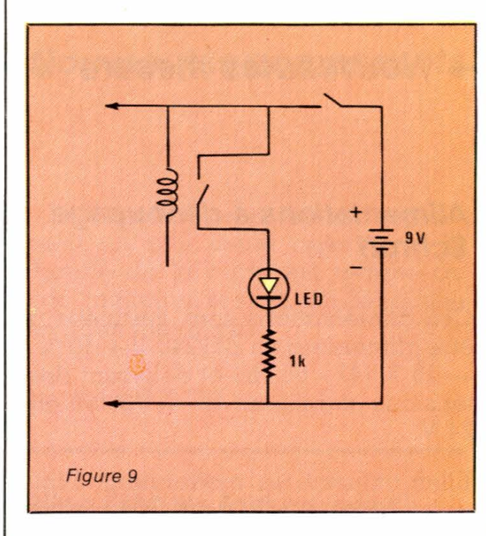


Figure 9

Nous fournissons, pour illustrer les résultats obtenus, quelques oscillogrammes enregistrés aux points les plus importants. Leurs légendes donnent toutes les indications utiles.

R. RATEAU

Nomenclature des composants

Résistances 0,25 watt, à ± 5 %

R_1 : 2,2 kΩ
R_2 : 2,7 kΩ
R_3 : 3,3 kΩ
R_4 : 1 MΩ
R_5 : 100 kΩ
R_6 : 100 kΩ
R_7 : 10 kΩ
R_8 : 3,3 kΩ
R_9 : 330 kΩ
R_{10} : 100 kΩ
R_{11} : 100 kΩ
R_{12} : 2,7 kΩ
R_{13} : 10 kΩ
R_{14} : 6,8 kΩ
R_{15} : 1,2 kΩ
R_{16} : 4,7 kΩ
R_{17} : 1 kΩ
R_{18} : 6,8 kΩ
R_{19} : 330 Ω

Résistance ajustable

A_j : 2,2 kΩ (Piher horizontale)

Condensateurs à film plastique (MkH)

C_1 : 150 nF
C_4 : 150 nF

Condensateurs au tantale

($V \leq 15$ volts)
C_2 : 6,8 µF
C_3 : 47 µF
C_5 : 6,8 µF
C_6 : 6,8 µF
C_7 : 47 µF (voir texte)
C_8 : 47 µF

Circuits intégrés

CI_1 : 741
CI_2 : 741

Transistors

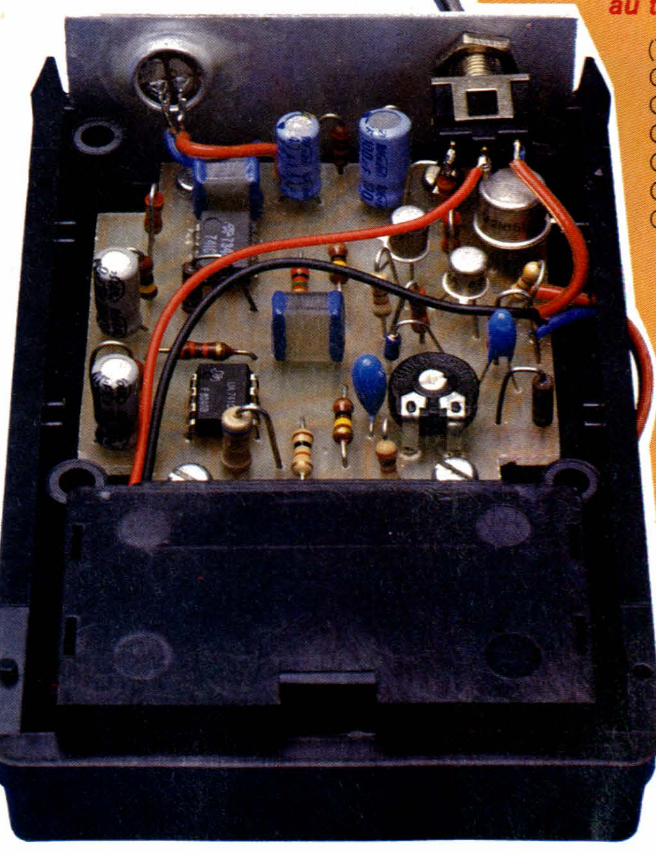
T_1 : 2N2222
T_2 : 2N2907
T_3 : 2N1711

Micro-électret

National Panasonic WM-034

Coffret

MMP modèle 173 LPA



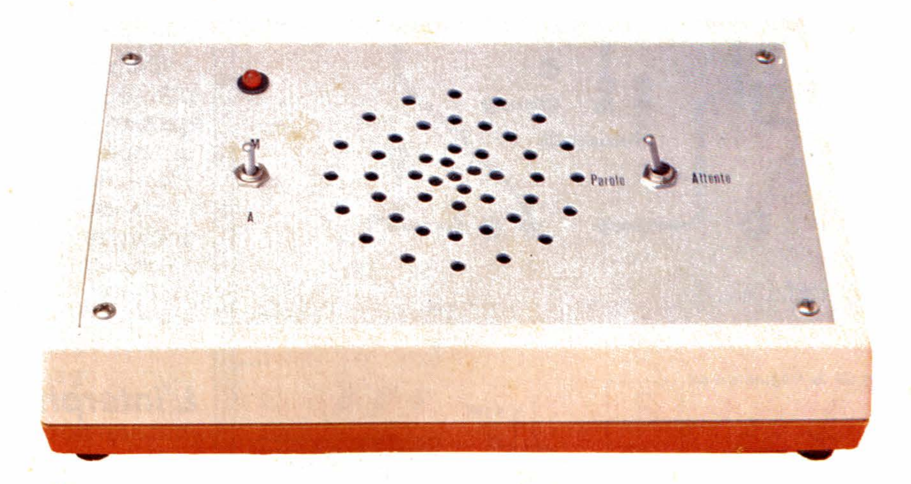


Un interphone économique

Le besoin de communiquer à distance avec ses semblables a toujours été l'une des préoccupations de l'homme, ainsi au fil de ses découvertes, signaux divers (optiques ou sonores, puis électriques) se sont-ils succédé.

De nos jours, et par exemple dans les entreprises, la communication indispensable entre les différents bureaux, laboratoires et ateliers est facilitée par les réseaux de téléphone intérieur. De telles installations ne sont cependant pas envisageables pour le particulier vu leur coût. Dans le cas où le nombre de points à relier est faible on peut envisager l'utilisation d'un interphone.

Le montage que nous avons conçu répond à ce problème particulier en permettant des liaisons entre 2 points assez éloignés l'un de l'autre. Il évitera ainsi à de nombreuses personnes (artisans, commerçants, voire même de simples particuliers) des pas inutiles en reliant tout au moins par la parole, pour les uns une boutique à son appartement ou pour d'autres, un atelier à un bureau.



Préambule : étude du SL6310C

Nous avons annoncé dans le titre de cet article que notre interphone était économique et c'est vrai. Notre montage est économique sur 2 plans, d'une part à l'achat des composants, d'autre part du point de vue consommation en énergie. Ce deuxième aspect est dû à l'utilisation d'un circuit intégré de chez Plessey, le SL6310C.

Ce circuit intégré est un amplificateur BF de puissance moyenne (500 mW) qui se présente sous deux formes : boîtier rond CM8 et boîtier dual in line à 8 pattes comme indiqué à la **figure 1**. Cet amplificateur basse fréquence se présente globalement comme un amplificateur différentiel possédant par conséquent 2 entrées, l'une est inverseuse, l'autre pas. Cet amplificateur possède en outre deux entrées de commande A et B qui permettent de réduire la consommation en mode « silence ». Pour parler chiffres, disons qu'au repos (entrées A et B inactives) le courant d'alimentation est de 5 mA alors que si les entrées A et B sont actives, le courant d'alimentation passe à 0,5 mA ce qui correspond à une puissance dissipée avec une alimentation de 9 V qui ne dépasse pas 4,5 mW ce qui est vraiment négligeable.

Ces 2 entrées de contrôle fonctionnent de la façon suivante :
— si elles sont laissées en l'air, elles sont inactives et l'amplificateur fonctionne normalement,
— si l'entrée A est reliée à la masse à travers une résistance de 100 kΩ, le SL6310C est désactivé,

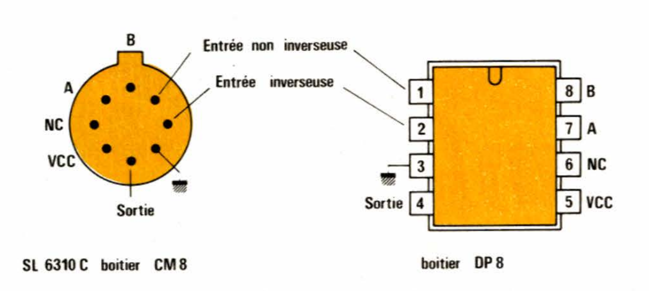


Figure 1 - Les 2 versions du SL 6310 C

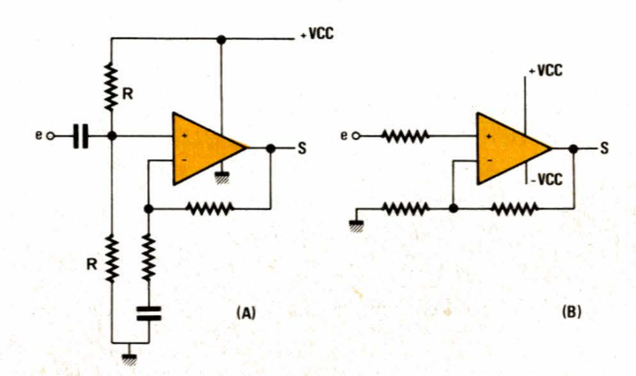


Figure 2 - Alimentation du SL 6310 C
A alimentation asymétrique
B alimentation symétrique

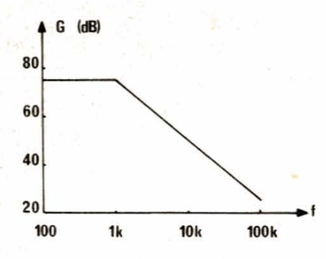


Figure 3 - Gain en fonction de la fréquence en boucle ouverte.

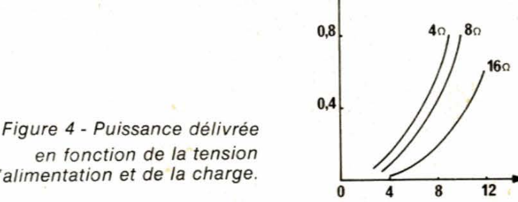


Figure 4 - Puissance délivrée en fonction de la tension d'alimentation et de la charge.

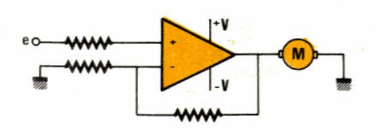


Figure 5 - Utilisation du SL 6310 C en radiocommande.

— si l'entrée B est reliée à une tension supérieure à 2,5 V, le SL6310C est désactivé,
— une seule des 2 entrées A ou B doit être utilisée à la fois.

Ces entrées de commande sont compatibles avec la logique CMOS à condition toutes fois de ne pas dépasser 13 V pour l'alimentation du SL6310C.

Cette alimentation pourra être symétrique ou asymétrique. Dans ce dernier cas, l'entrée non inverseuse devra être reliée à un potentiel égal à la moitié de la tension d'alimentation obtenue par un pont diviseur à 2 résistances conformément au schéma de la **figure 2.**

La courbe de réponse de cet amplificateur en boucle ouverte est donnée à la **figure 3.** Le gain maximum est d'environ 70 dB pour une tension d'alimentation de 9 V. La bande passante est de l'ordre de 20 kHz pour un gain en boucle fermée de 40 dB, soit une amplification en tension de 100.

Pour terminer l'énumération des caractéristiques de cet amplificateur, nous dirons simplement qu'il accepte aussi bien un haut-parleur de 4 ou 16 Ω en tant que charge, la puissance diminuant lorsque la charge augmente, ainsi qu'en témoigne la **figure 4.**

Ce même amplificateur ne doit pas être vu uniquement en tant qu'amplificateur pour audiofréquences, car il pourra trouver sa place dans les équipements radiocommande où sa faible consommation au repos le rend idéal **(figure 5).**

L'interphone

Nous trouvons le schéma de celui-ci à la **figure 6.** Bien que la consommation soit faible, en position attente, nous avons muni notre maquette d'une alimentation secteur. Le transformateur T_R abaisse la tension à 12 V. Les 4 diodes D_1, D_2, D_3, D_4 montées en pont de Graetz redressent cette tension qui est ensuite filtrée par C_1 et C_2 puis régulée à 9 V par le régulateur associé aux diodes D_5, D_6. Ces deux diodes ajoutent par leur tension de seuil qui est voisine de 0,6 à 0,7 V une tension de 1,2 à 1,4 V à celle du régulateur fixe qui est un modèle 8 V. Nous obtenons donc à la sortie de ce dernier une tension régulée d'environ 9,2 à 9,4 V. Les 2 condensateurs C_3 et C_4

Réalisation

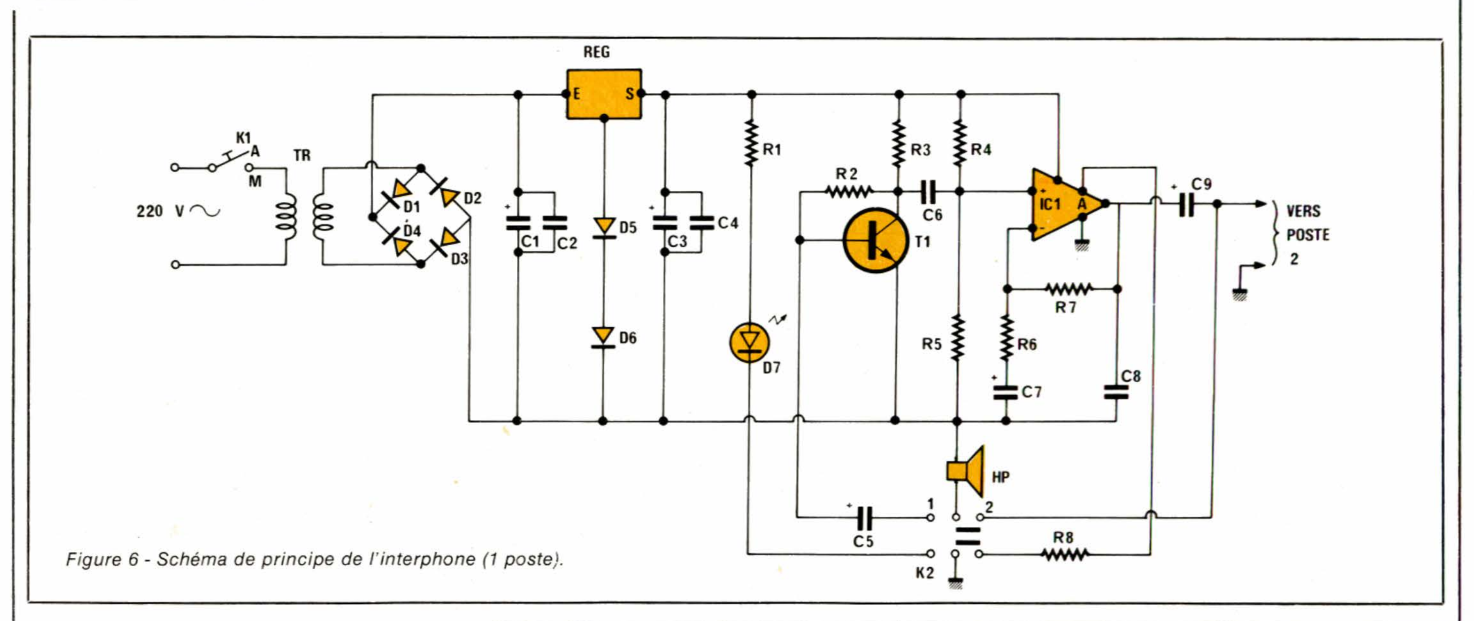


Figure 6 - Schéma de principe de l'interphone (1 poste).

découplent l'alimentation stabilisée ainsi obtenue.

Étant donné que dans un interphone c'est le haut-parleur qui joue aussi le rôle de microphone, il a fallu amplifier le signal délivré par le haut-parleur en fonctionnement micro pour attaquer l'entrée du SL6310C. Cette préamplification est assurée par le transistor T_1 monté en émetteur commun. Ce type de montage permet d'obtenir à la fois une amplification en tension et en courant. La résistance de polarisation de base R_2 est reliée au collecteur du transistor ce qui assure une bonne contre réaction pour cet étage et une stabilité accrue.

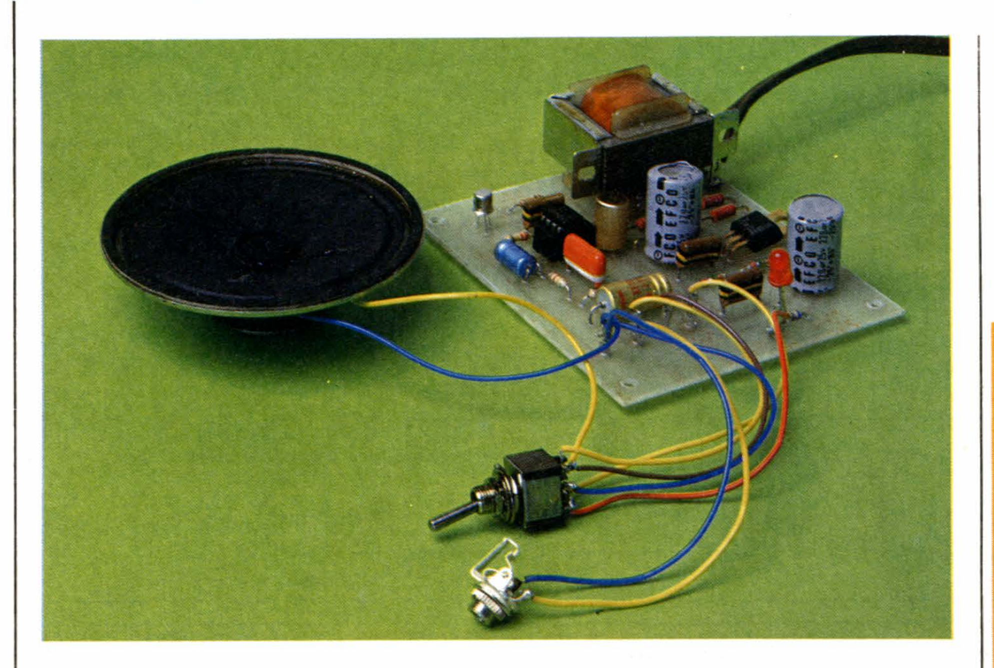
La tension amplifiée par T_1 est prélevée aux bornes de R_3 et appliquée à l'entrée non inverseuse de IC_1. Cette même entrée est polarisée à la moitié de la tension d'alimentation par les 2 résistances R_4, R_5. Le gain en tension de l'étage a pour valeur $G + 20 \log R_6 + R_7/R_6$ ce qui donne à peu près 30 dB soit une amplification de 30.

Le condensateur C_7 limite la courbe de réponse vers les basses fréquences. Le condensateur C_9 isole pour sa part le haut-parleur du continu présent à la sortie de IC_1 ce qui assure ainsi un fonctionnement correct de l'étage de sortie.

L'inverseur double K_2 assure la commutation « parole-écoute ». En position 1, le haut-parleur fonctionne en micro et la LED D_7 est allumée. En position 2, le haut-parleur reçoit le signal audio envoyé par le 2e poste. L'entrée de silence (A) étant réunie à la masse par R_8, IC_1 est désactivé (consommation réduite).

Figure 7 - Circuit imprimé, échelle 1, vue côté cuivre.

Figure 8 - Implantation des composants.



En fonctionnement normal, les inverseurs K_2 des 2 postes doivent être en position 2 (attente), ce qui correspond à une consommation réduite voire quasi inexistante sur le secteur. Lorsque le poste 1 désire appeler le poste 2, il suffit en l'appelant de basculer K_2 en position 1 et à l'utilisateur de dire ce qu'il a à dire devant le haut-parleur (pas trop près cependant pour éviter toute saturation de l'amplificateur). Lorsque l'appelant a terminé son discours, il bascule de nouveau K_2 en position 2 (attente), son interlocuteur peut alors lui répondre en procédant de la même façon.

Il ne faut surtout pas oublier de rebasculer K_2 en position attente sinon l'autre poste ne pourra pas vous joindre. Pour éviter les erreurs, il serait d'ailleurs souhaitable de disposer pour K_2 d'un modèle à une seule position stable. La position instable (1) devant être tenue pendant l'envoi du message. Si vous pouvez vous procurer un tel inverseur, vos erreurs de manipulation seront évitées.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé est donné à la **figure 7.** Il rassemble tous les composants y compris le transformateur d'alimentation. Si le secondaire est un modèle 2 fois 6 V, il faudra réunir par 1 strap les 2 pastilles situées sous le transformateur. Si par contre on dispose d'un modèle 12 V, on laissera les 2 pastilles libres.

Comme toujours on respectera l'orientation des composants diodes, transistors, circuits intégrés et condensateurs chimiques.

Le commutateur K_2 et la diode LED D_7 seront câblés comme le montre la **figure 8.**

Mise en coffret

Certes, de nombreux coffrets peuvent convenir à cette réalisation, mais pour des raisons d'esthétique et de design, nous avons choisi un modèle Abox de chez Retex, dimensions 19 × 12 × 5 cm.

Le circuit imprimé est fixé sur le fond du boîtier. Le haut-parleur est pour sa part fixé à la face supérieure du coffret à l'aide de languettes maintenues par les deux interrupteurs K_1 et K_2. L'emplacement du haut-parleur sera percé pour permettre aux ondes sonores d'entrer ou de sortir du coffret.

La liaison entre 2 postes peut s'effectuer sur simple fil à 2 conducteurs type Scindex. Les coffrets seront munis de prise pour jack 3,5 ou de prises DIN. La longueur du câble reliant les 2 postes peut être assez importante (plusieurs dizaines de mètres) puisque le transfert entre poste s'effectue sous basse impédance.

F. JONGBLOËT

Nomenclature

Résistances

R_1 : 680 Ω 1/4 W
R_2 : 560 kΩ 1/4 W
R_3 : 10 kΩ 1/4 W
R_4, R_5 : 220 kΩ 1/4 W
R_6 : 4,7 kΩ
R_7 : 120 kΩ
R_8 : 100 kΩ

Condensateurs

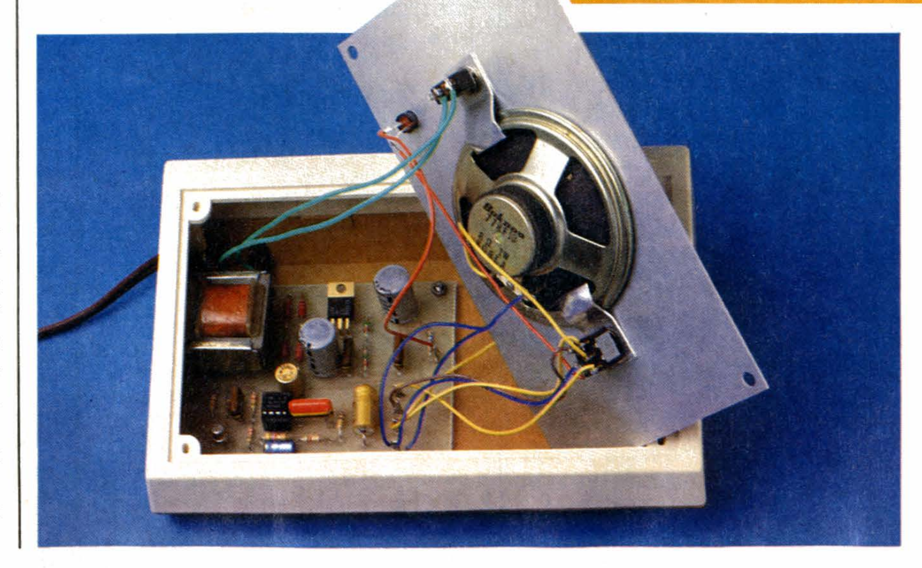
C_1, C_3 : 220 µF 25 V
C_2, C_4, C_6 : 0,1 µF
C_5 : 22 µF/10 V
C_7 : 1 µF/10 V
C_8 : 220 nF
C_9 : 100 µF 16 V

Composants actifs

D_1, D_2, D_3, D_4 : 1 N 4001
D_5, D_6 : 1 N 4148
D_7 : diode LED
T_1 : BC 107 A
IC_1 : SL6310C
Régulateur MCT7808

Divers

1 transformateur 220 V/12 V, 3VA
K_1, interrupteur unipolaire
K_2, inverseur 2 circuits 2 positions
1 coffret Abox Retex réf. RA1
1 haut-parleur 8 Ω 1 W
Tous ces éléments sont à prendre en double pour réaliser 2 postes.



Une carte microprocesseur compatible ZX 81



Les microprocesseurs permettent de résoudre avec le maximum de souplesse, un très vaste éventail de problèmes d'automatismes digitaux, ou même analogiques.

Le monde industriel ne s'y trompe d'ailleurs pas, et fait une très large place aux systèmes microprogrammés.

Au niveau de l'amateur, la mise en œuvre de microprocesseurs se heurte généralement à la nécessité de disposer de coûteux outils de développement de logiciels. L'apparition d'ordinateurs individuels à bon marché, comme le ZX81, pourrait bien aplanir ce genre de difficultés, et on assiste en effet à une prolifération d'automatismes utilisant un ZX81 associé à une carte d'entrée-sortie. Cependant, avec de telles utilisations, on gaspille une bonne part des ressources de la machine, et on subit de plein fouet certains de ses inconvénients. Dès lors, pourquoi ne pas mettre au point les logiciels sur un ZX81, puis les « faire tourner » sur une carte microprocesseur orientée « application » ?

Remarques préliminaires

Il ne fait aucun doute que l'adjonction au ZX81 (ou à tout ordinateur similaire), d'une carte d'entrées-sorties, ouvre la porte à une extrême variété d'applications dans le domaine des automatismes (chauffage, chemins de fer miniatures, systèmes d'alarme, etc.).

Cependant, une fois passée la phase de mise au point, il faut bien se rendre compte que le clavier, l'écran TV, l'interface cassette et autres perfectionnements ne servent plus à rien, peuvent à la limite devenir gênants, et que l'assemblage d'un ordinateur « de table » avec une carte d'interface se prête mal à l'insertion dans un ensemble « de terrain ».

Pire encore, à chaque mise en service, il faut charger le programme à partir de la cassette, ce qui n'est guère confortable, et jamais le système ne pourra démarrer seul en cas d'incident tel que coupure d'alimentation ou accident de mémoire. Enfin, cette façon de faire immobilise un matériel relativement onéreux qui ne peut plus être utilisé par ailleurs.

Il y a de nombreux avantages à mettre au point des logiciels d'automatisme sur un système complet, avec clavier, écran, imprimante et cassette à l'aide de programmes puissants tels qu'assembleurs, désassembleurs et compilateurs, puis à transférer le résultat de ce travail sur une carte ne comportant que le matériel strictement nécessaire, mais permettant un certain confort d'utilisation.

Bien qu'il ne soit guère dans nos habitudes de parler prix, nous pensons intéressant d'effectuer une comparaison entre les deux solutions envisageables. Bien sûr, en ces temps économiques incertains, des variations pourront être enregistrées, mais au moins le rapport restera-t-il valable :

a) considérons le **système minimum** composé d'un ZX81 en kit, et de la moins chère des cartes d'entrées-sorties : il faut compter au moins 880 F, sans parler du téléviseur et du magnétophone, pourtant nécessaires lors de chaque mise en service.

b) choisissons la version **la plus complète** de la carte microprocesseur qui va être décrite (1 K RAM, 2 K ROM, 8 entrées, 8 sorties), nous arrivons tout juste à 300 F, somme qui se réduit à 250 F si l'on peut se passer de RAM ce qui, nous le verrons, est fréquent.

Qui plus est, une carte bien conçue démarrera l'exécution du programme dès sa mis sous tension, sans aucune intervention.

Enfin, l'encombrement de ce « système maximum » se limite à celui d'un circuit imprimé de 150 × 85 mm, éventuellement complété par une alimentation 6 V, 9 V ou 12 V, qu'importe !

Conception générale de la carte

Il s'agit de rassembler sur une carte homogène, un microprocesseur Z80, des mémoires ROM et RAM, quelques circuits logiques, et des interfaces d'entrées-sorties.

Il s'agit là de l'architecture quasi-invariable de tout système micro-informatique, mais dans le cas qui nous intéresse, il faut absolument garantir la compatibilité avec le ZX81, de façon à assurer la « portabilité » des logiciels qui seront mis au point sur cette machine.

Il ne saurait bien sûr être question de copier le schéma du ZX, qui utilise de toutes façons un circuit intégré spécialement fabriqué pour Sinclair et donc introuvable, mais il est indispensable de respecter le même plan d'occupation mémoire. Comme Sinclair, nous réserverons donc les 16 premiers K-octets à la ROM, même si 2 K nous suffisent amplement (un boîtier d'EPROM 2716). Également, nous devons affecter à nos entrées-sorties des ports compatibles avec les cartes d'interface destinées au ZX81. Nous avons donc choisi le port 127, ce qui correspond aux premières versions des cartes 8ES (restons français, que diable !).

Chacun aura compris que la différence fondamentale entre le ZX81 et notre carte réside dans le fait que celle-ci ne dispose pas du moniteur Basic Sinclair. Dans sa ROM sera donc directement logé le programme « utilisateur », écrit en langage machine, ou à la rigueur en une forme convenable de Basic compilé. Un microprocesseur Z80 commençant toujours, lors de sa mise sous tension, par exécuter le programme à partir de l'adresse Ø, il est clair que le système bâti autour de la carte pourra démarrer absolument seul.

Que les nostalgiques du Basic se consolent, il leur reste la possibilité, même si ce n'est pas très glorieux, de recopier dans leur EPROM, certaines routines de la ROM Sinclair...

La **figure 1** résume cette organisation générale, en conformité avec l'encombrement qui a été défini plus haut. La **figure 2**, pour sa part, donne le brochage des principaux circuits intégrés utilisés, afin d'éclairer le schéma complet de la **figure 3**.

Le schéma de principe

L'essentiel des liaisons entre les boîtiers consiste à distribuer les bus d'adresses et de données entre les divers circuits, ce qui n'appelle pas de commentaires particulier. On peut, par contre, s'intéresser plus spécialement aux circuits dits annexes, mais qui, finalement, déterminent les caractéristiques du système.

L'alimentation

Tous les circuits de la carte fonctionnent sous un +5 V unique, et consomment au maximum 300 mA. Comme il est important pour la santé du matériel, que cette tension soit très bien régulée, nous avons prévu sur la carte même un régulateur intégré de type 7805, équipé d'un refroidisseur conséquent permettant à la tension d'entrée de monter si nécessaire bien au-delà de 12 V (utili-

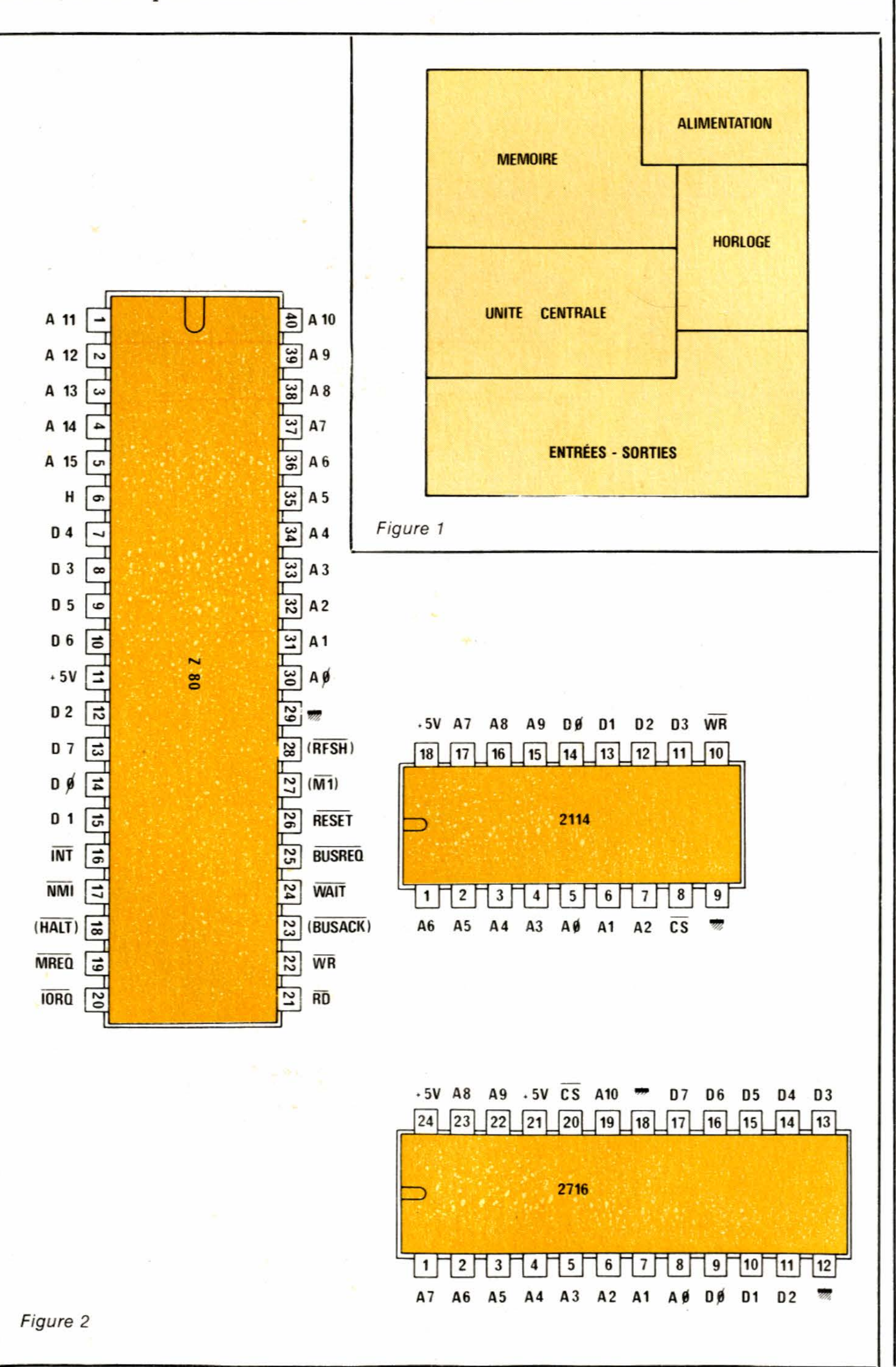


Figure 1

Figure 2

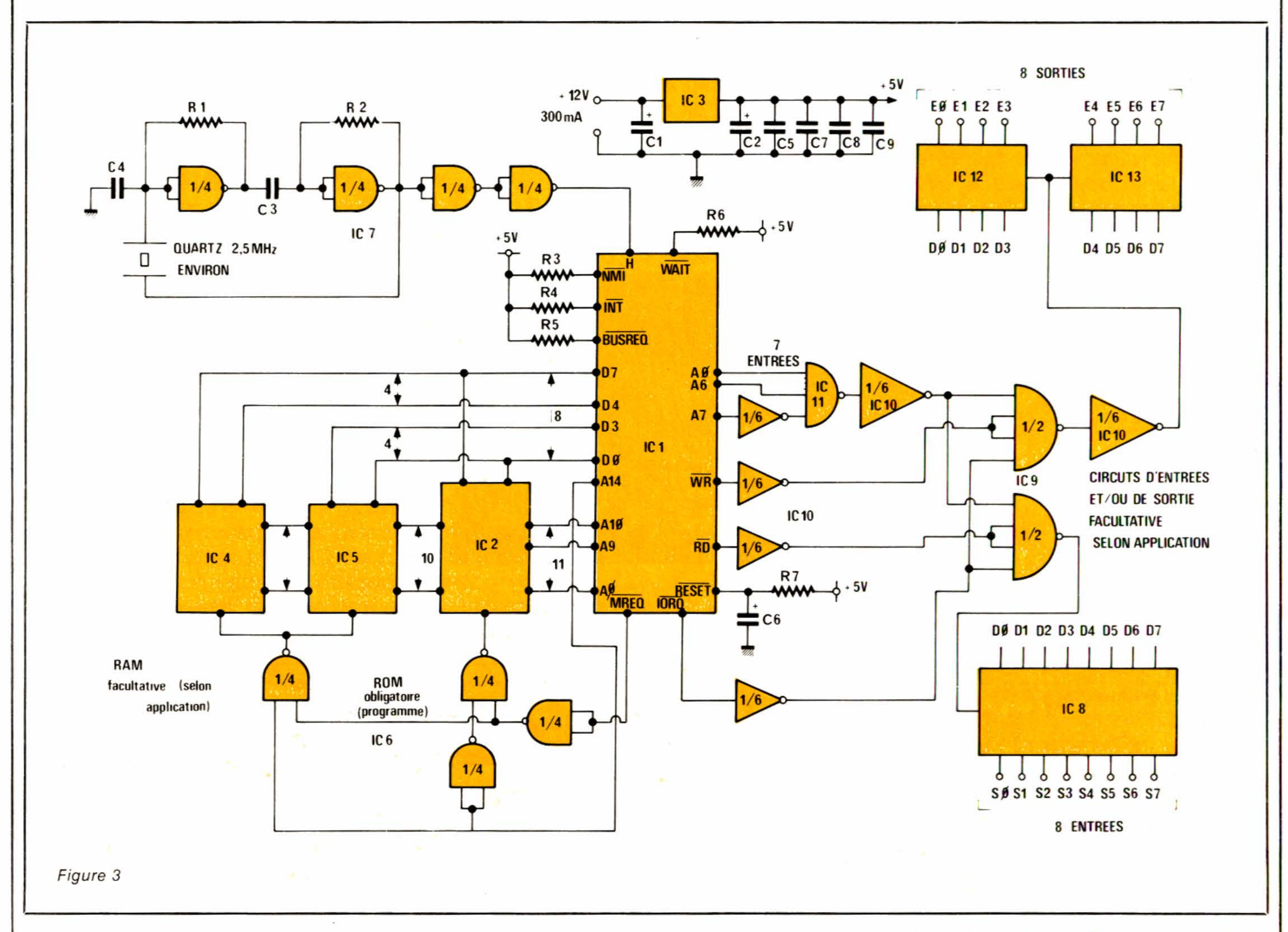


Figure 3

sation directe sur batterie auto, par exemple). Des condensateurs de 10 nF sont répartis en découplage aux points névralgiques des lignes de distribution.

L'horloge

Tout microprocesseur doit être piloté par une horloge délivrant un signal de haute qualité (fronts raides, rapport cyclique précis) et de fréquence très stable si l'on souhaite pouvoir compter sur la précision des temporisations qu'il aura à exécuter.

Nous avons donc utilisé un classique oscillateur à quartz, dont le signal est mis en forme par deux portes inverseuses en cascade.

La fréquence choisie est d'environ 2,5 MHz (contre 3,25 dans le ZX81), afin de permettre l'emploi d'un Z80 ordinaire, plus économique encore que largement suffisant. Il faudra tenir compte de cette différence lors de l'écriture d'éventuels programmes comportant des temporisations.

Il reste bien sûr possible de monter un quartz de 3,25 MHz et un Z80 A, mais le jeu n'en vaut pas forcément la chandelle.

Les sélections mémoire

Un simple boîtier 74LS00 élabore des signaux analogues à ceux nommés RAMCS et ROMCS sur le ZX81, et qui sélectionnent la ROM pour A14 = Ø, et la RAM pour A14 = 1, étant entendu que MREQ doit aussi être à Ø (demande d'accès à la mémoire).

Les entrées-sorties

Nous voici au cœur de toute application d'automatisme, pour laquelle les accès à l'extérieur sont indispensables. Un décodage des huit lignes basses du bus d'adresses sert à élaborer le signal correspondant à l'octet 127 (numéro de port). On notera que, même si cela utilise beaucoup de matériel (un 74LS30 entier plus un inverseur), il a été décidé de procéder à un décodage complet, évitant toute ambiguité avec d'autres numéros de port.

Ce signal de validation est ensuite combiné avec IORQ (demande d'accès à un port), puis avec WR et RD, de façon à obtenir respectivement les impulsions de validation des dispositifs de sortie et d'entrée (en effet, l'unité centrale **écrit** sur une sortie, mais **lit** une entrée).

Les circuits de sortie sont bâtis autour de deux quadruples latches 74LS75, capables de mémoriser aussi longtemps que nécessaire les états des huit sorties très brièvement transmis par le bus de données.

Les signaux d'entrée, pour leur part, transitent par huit buffers à trois états contenus dans un seul circuit 74LS240 ou 74LS244, selon que l'on désire que l'entrée soit complémentée ou non. Notons que le même choix existe au niveau des sorties, puisque les 74LS75 disposent chacun de quatre sorties directes et de quatre sorties complémentées.

Ces possibilités de choix seront précieuses lors du raccordement des dispositifs utilisateurs (circuits de puissance), dont la diversité interdit l'intégration sur la carte. Les huit entrées et les huit sorties sont donc directement aux niveaux TTLLS.

Réalisation pratique

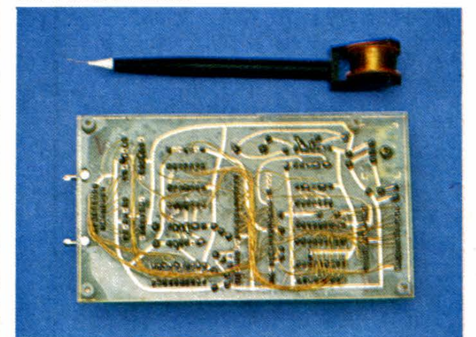
Industriellement, la réalisation d'une carte comprenant un nombre

aussi considérable de liaisons, ferait appel à la technique du circuit imprimé double face à trous métallisés (comme le ZX). Ce procédé étant virtuellement inaccessible à nos lecteurs, il fallait soit choisir la technique double face classique, au prix d'un nombre prohibitif de traversées et même de straps, soit se tourner vers... autre chose !

Autre chose, c'est le circuit simple face complété par des bus en fil émaillé soudable côté cuivre. Cette technique proche du wrapping, mais se contentant d'un outillage très bon marché, pourrait sembler relever du bricolage le plus infâme si l'aéronautique ne l'employait massivement pour ses réalisations à haute fiabilité !

Le plus commode est d'utiliser un « stylo à câbler » muni d'une bobine de fil spécial dont la double couche d'émail fond au seul contact de l'étain liquide (SIEMENS - SEDI). A défaut, on pourra se contenter de fil émaillé courant, mais le dénudage manuel sera plus fastidieux, tout en entraînant des risques de blessure du brin de cuivre.

Une fois ce câblage achevé, on pulvérisera un vernis à séchage rapide tel que le TROPICOAT JELT, de façon à assurer la cohésion parfaite de l'ensemble.



Avec une telle technique, il est absolument indispensable d'utiliser des supports pour les principaux circuits intégrés (microprocesseur et mémoires), et si possible pour les boîtiers d'entrée-sortie, les plus exposés à des incidents sérieux. A défaut, leur éventuel remplacement poserait de très délicats problèmes. Pour l'EPROM, destinée à contenir le logiciel, et donc à être fréquemment échangée, on choisira un modèle de très bonne qualité, à force d'insertion très réduite. Selon l'application prévue, on pourra se dispenser de câbler les circuits éventuellement superflus : beaucoup de logiciels fonctionnent sans RAM (sur les seuls registres internes du Z80), alors que d'autres n'utilisent que des circuits de sortie, et pas toujours en grand nombre (souvent pas plus de quatre).

Dans de tels cas, on pourra choisir tout simplement de laisser vides les supports concernés (afin de conserver la possibilité d'une future extension de configuration), ou bien on

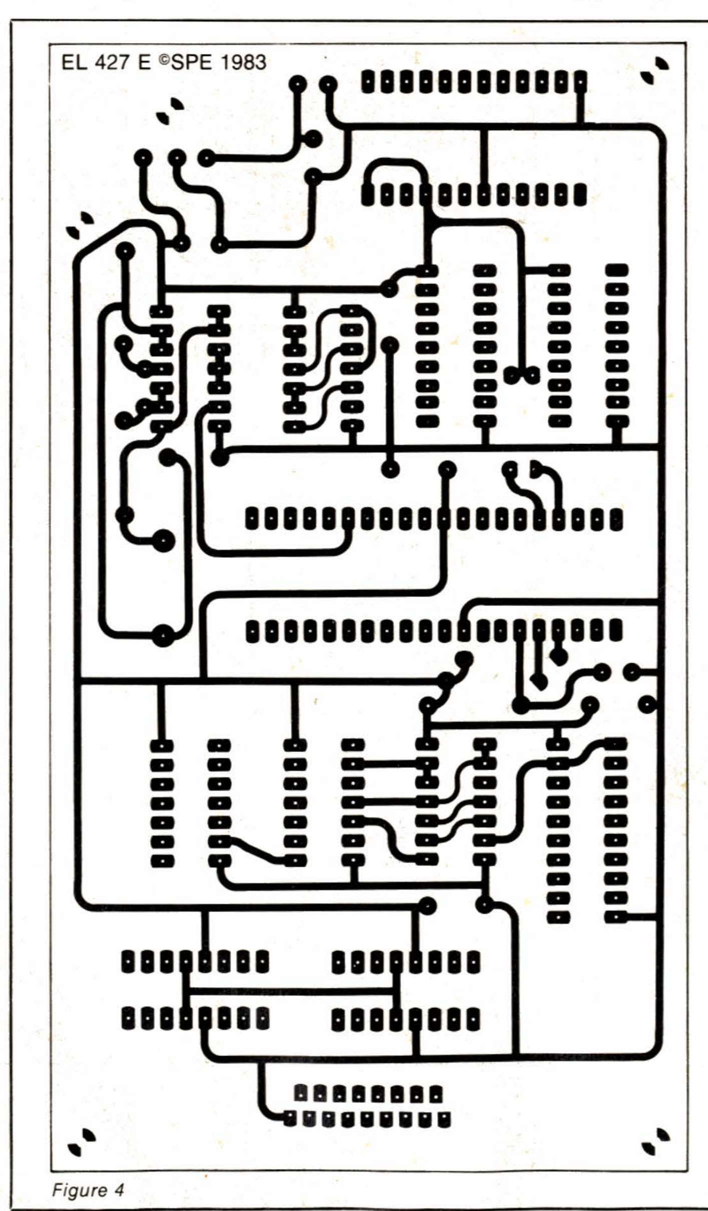


Figure 4

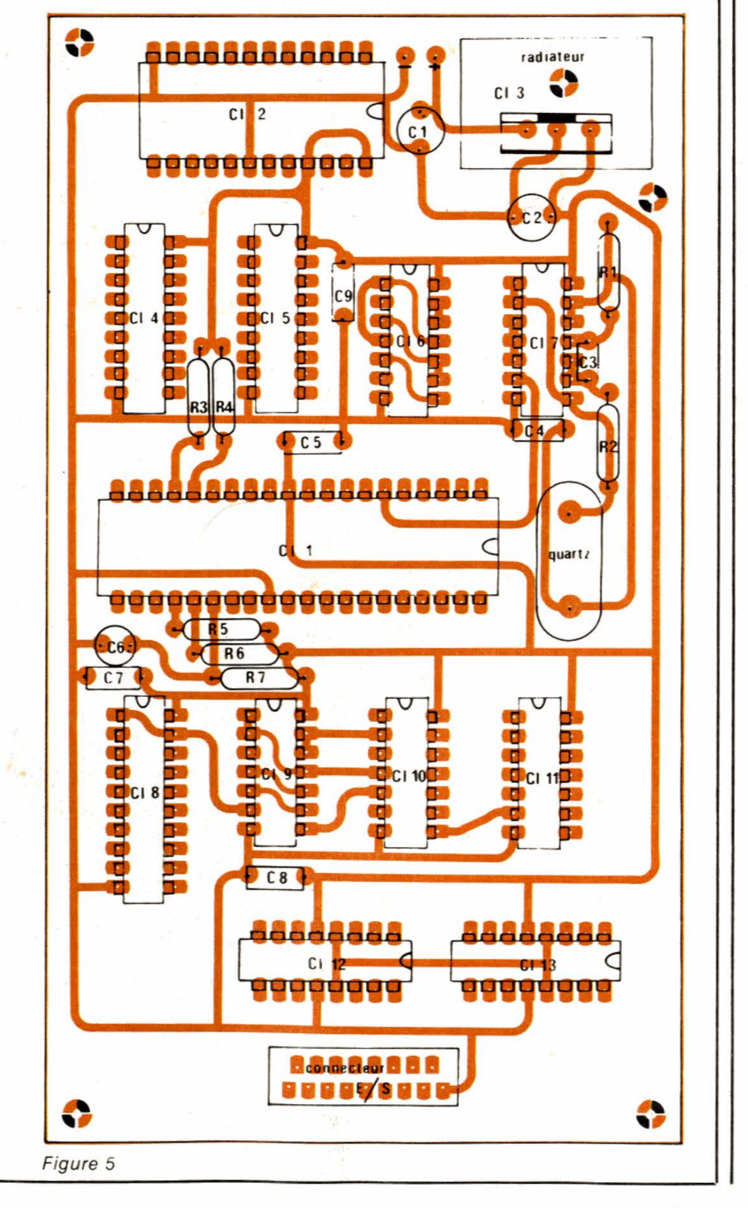


Figure 5

omettra carrément tout le câblage correspondant, à des fins de simplification et d'économie.

Il résulte de cette conception particulière que les plans de câblage sont au nombre de trois :

La **figure 4** donne le tracé du circuit imprimé simple face, dont la réalisation par des moyens « amateur » ne pose pas le plus petit problème. On pourra éventuellement modifier l'implantation du connecteur d'entrée-sortie, selon les besoins particuliers de chacun. Notre maquette utilise un modèle de fabrication SOCAPEX, muni de 17 contacts (8 entrées, 8 sorties, et la masse). L'alimentation est amenée séparément au moyen de deux cosses poignard, mais pourrait, si nécessaire, être ramenée sur un même connecteur.

Le plan d'implantation de la **figure 5** ne soulève pas de remarque particulière, si ce n'est, bien sûr, que les circuits MOS ne doivent être montés dans leurs supports qu'au terme de **toutes** les opérations de câblage.

C'est avec la **figure 6** que nous abordons véritablement les choses sérieuses, puisque ce document indique la totalité des liaisons filaires à effectuer. Les risques d'erreur sont très minces, puisque l'essentiel de ce câblage concerne les bus. Toute erreur déboucherait rapidement sur l'impossibilité de réaliser l'une des liaisons suivantes, d'où un autocontrôle permanent des opérations.

Le travail consiste à réunir par un même fil, tous les points portant le même repère numérique, alphabétique, ou alphanumérique. Bien souvent, ces points sont en nombre supérieur à deux, et il est alors commode de ne pas couper le fil, cette démarche « de porte à porte » faisant gagner du temps et diminuant les risques de soudures défectueuses.

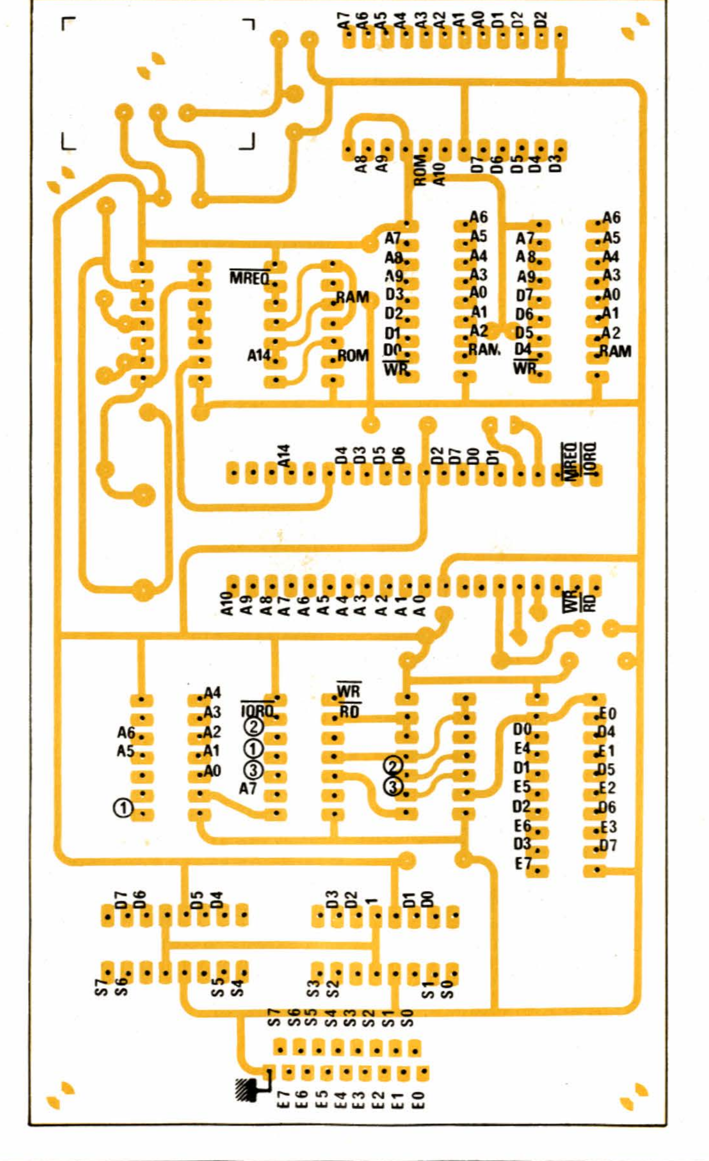


Figure 6 - Vue des raccordements côté cuivre, les broches repérées par un point ne reçoivent aucune liaison.

Une bonne précaution consiste à contrôler le câblage à l'ohmmètre **avant toute insertion de circuits intégrés,** mais il est encore plus important de se livrer à un test visuel de la qualité des soudures (notamment absence de court-circuits).

A part la présence du + 5 V et du signal d'horloge, on ne peut guère tester la carte qu'en lui faisant exécuter un programme, qu'il faut au préalable charger dans une mémoire EPROM de type 2716.

Programmation de la carte

Il existe principalement deux moyens permettant d'obtenir un logiciel pour cette carte : utiliser l'un des programmes publiés pour elle (et pas pour une autre, sauf modifications), ou bien mettre au point soi-même un tel logiciel sur un ZX 81 considéré alors comme un système de développement, et donc muni des accessoires voulus (cartes 8ES et logiciels de programmation en assembleur).

Seulement, dans ce dernier cas, il n'est pas possible de tester sur le ZX 81 les programmes dans la zone mémoire qui leur sera dévolue sur la carte (Ø à 2047). En effet, cette zone correspond au début de la ROM Sinclair, qu'il ne saurait être question de supprimer !

Fort heureusement, à condition de respecter certaines règles très simples, notre carte pourra exécuter sans coup férir, des programmes mis au point dans certaines zones de la RAM du ZX 81, et en particulier dans l'espace compris entre les adresses 8192 et 10239. L'utilisation de cette zone exige le recours à certains artifices, tels que le blocage de la ROM pour des adresses tombant dans cette fourchette, et son remplacement par de la RAM.

Bien mieux, si l'on prend soin de n'écrire que des programmes « relogeables » (en adressage relatif), la zone de mémoire dans laquelle ils auront été mis au point n'aura aucune incidence sur le fonctionnement de la carte.

De toutes façons, on retiendra de ce qui précède qu'il ne faut pas s'étonner de trouver dans des logiciels écrits pour cette carte, des renvois à des adresses inexistantes en EPROM : le décodage spécial de la ligne A 14 se charge de rétablir le bon « aiguillage ». Voici tout le secret de la compatibilité avec notre

carte, des logiciels écrits pour le ZX 81.

Le programme de test de la carte n'échappe pas à cette règle. Implanté à partir de l'adresse Ø de l'EPROM, il se compose en tout et pour tout de sept octets, dont voici les codes décimaux : 219, 127, 211, 127, 195, Ø, 32.

On reconnaît ici les trois instructions suivantes de l'assembleur Z80:
IN A, (127)
OUT (127),A
JP 8192

La carte effectue donc une entrée sur le port n° 127, pour ressortir aussitôt le même octet (temporairement stocké dans l'accumulateur), sur le même port. Un bouclage s'effectue alors sur l'adresse 8192, mais la carte revient en fait à l'adresse Ø, puisque la ligne A 13, de poids 8192, n'est pas reconnue par l'EPROM.

Pour vérifier le bon fonctionnement de la carte, il suffit de mettre successivement à la masse les huit entrées, en vérifiant que les sorties suivent bien individuellement ces changements d'états.

Reste donc à «figer» ce programme en EPROM, problème fondamental qui se posera lors de chaque nouvelle utilisation de la carte.

Plusieurs solutions peuvent être retenues:

— acheter une EPROM toute programmée, ou la faire programmer à la demande (situation similaire à celle existant dans le domaine des circuits imprimés),

— s'équiper d'un programmateur d'EPROM, solution à laquelle il faudra nécessairement recourir en cas d'utilisation massive de cartes microprocesseur.

Un programmateur très complet a été décrit dans le n° 424 de Radio Plans, mais d'autres approches sont envisageables. Par exemple, il est assez facile de munir le ZX81 d'un adaptateur permettant la programmation de 2716 à partir d'octets présents en RAM, et donc dûment vérifiés. De telles cartes d'adaptation peuvent se trouver dans le commerce, mais la carte à vingt sorties décrite dans Radio Plans n° 426 peut également faire l'affaire. Rappelons en effet que le rôle essentiel d'un programmateur se limite à maintenir à l'aide de « latches », les états des bus d'adresses et de données de l'EPROM pendant toute la durée de l'application de l'impulsion d'écriture (50 ms).

Une première application pratique:
un transmetteur téléphonique pour centrale d'alarme

Une carte microprocesseur telle que celle-ci peut exécuter des tâches extrêmement variées et complexes **par simple embrochage d'une EPROM programmée comme il convient.**

Toute la partie matérielle (circuits) est commune à toutes les applications, seuls pouvant changer les circuits de puissance externes (commande de relais, triacs, voyants, scrutation de contacts, capteurs, interrupteurs, etc.). Dans bien des cas, d'ailleurs, les niveaux TTL disponibles apparaissent comme suffisants (commande directe de diodes LED, de relais Reed, de photocoupleurs, et attaque directe par des contacts reliés à la masse).

L'application que nous allons étudier est déjà performante, malgré la relative simplicité du logiciel utilisé (210 octets). Il s'agit pour notre carte, sur simple application d'une tension de 12 V par une centrale antivol (sortie sirène, par exemple), de gérer intégralement la transmission par téléphone de l'information de déclenchement, selon la procédure suivante:

— appel d'un premier numéro préprogrammé en EPROM,

— en cas de non-réponse ou d'occupation, appel immédiat d'un second numéro,

— en cas de nouvel insuccès, retour au premier numéro, et ainsi de suite autant de fois que nécessaire,

— au décrochage, transmission d'un signal sonore codé facilement reconnaissable,

— à titre de confirmation et de protection contre les faux numéros, ou de réponses par des personnes non au courant, continuation de ce cycle tant que le système n'aura pas été désarmé grâce à un appel téléphonique dirigé vers le transmetteur (un coup de sonnerie).

Ce fonctionnement est rendu possible par le circuit d'interface dont la **figure 7** donne un schéma général. De légères modifications pourront en effet se révéler nécessaires selon les caractéristiques exactes de la centrale d'alarme et de l'installation téléphonique existantes.

Les composants spéciaux nécessaires (notamment le transformateur de ligne et le circuit résistif de réglage du courant de boucle), pourront facilement être récupérés sur une épave de poste téléphonique S63. Avant tout raccordement, il est bien sûr nécessaire de **recueillir les**

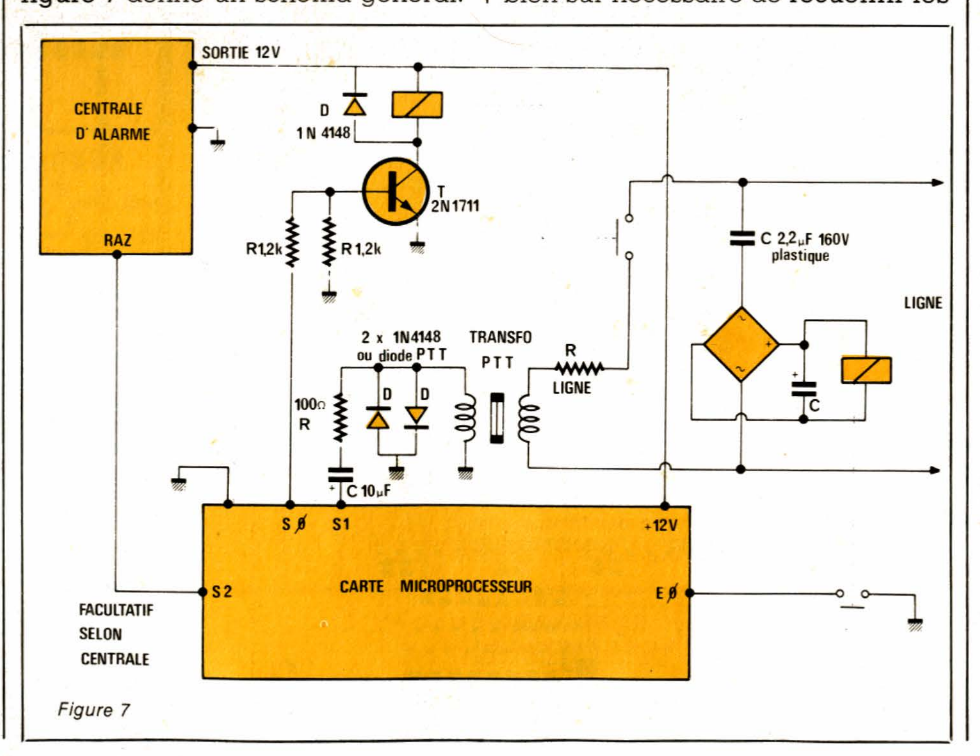


Figure 7

autorisations réglementaires. L'interface se décompose en deux parties principales : le circuit de prise de ligne et de numérotation, qui se charge en même temps de l'envoi de la tonalité de signalisation, et un détecteur de sonnerie, pas toujours indispensable, puisque certaines centrales de surveillance se désarment elles-mêmes au bout d'un certain temps d'action de la sirène.

C'est cependant le logiciel de la **figure 8** qui constitue le cœur du système.

Les trois colonnes indiquent, de gauche à droite, l'adresse de chaque octet dans l'EPROM, l'équivalent de cet octet et, pour information seulement, les adresses ayant servi à l'assemblage sur le ZX81.

Les deux numéros de téléphone à

0	62	8192
1	1	8193
2	211	8194
3	127	8195
4	6	8196
5	10	8197
6	205	8198
7	78	8199
8	32	8200
9	6	8201
10	■	8202
11	205	8203
12	92	8204
13	32	8205
14	6	8206
15	■	8207
16	205	8208
17	92	8209
18	32	8210
19	6	8211
20	■	8212
21	205	8213
22	92	8214
23	32	8215
24	6	8216
25	■	8217
26	205	8218
27	92	8219
28	32	8220
29	6	8221
30	■	8222
31	205	8223
32	92	8224
33	32	8225
34	6	8226
35	■	8227
36	205	8228
37	92	8229
38	32	8230
39	205	8231
40	129	8232
41	32	8233
42	6	8234
43	■	8235
44	205	8236
45	92	8237
46	32	8238
47	6	8239
48	■	8240
49	205	8241
50	92	8242
51	32	8243
52	6	8244
53	■	8245
54	205	8246
55	92	8247
56	32	8248
57	6	8249
58	■	8250
59	205	8251
60	92	8252
61	32	8253
62	6	8254
63	■	8255
64	205	8256
65	92	8257
66	32	8258
67	6	8259
68	■	8260
69	205	8261
70	92	8262
71	32	8263
72	205	8264
73	129	8265
74	32	8266
75	195	8267
76	0	8268
77	32	8269
78	14	8270
79	255	8271
80	22	8272
81	255	8273
82	21	8274
83	32	8275
84	253	8276
85	13	8277
86	32	8278
87	248	8279
88	5	8280
89	32	8281
90	243	8282
91	201	8283
92	62	8284
93	0	8285
94	211	8286
95	127	8287
96	14	8288
97	48	8289
98	22	8290
99	255	8291
100	21	8292
101	32	8293
102	253	8294
103	13	8295
104	32	8296
105	248	8297
106	62	8298
107	1	8299
108	211	8300
109	127	8301
110	14	8302
111	24	8303
112	22	8304
113	255	8305
114	21	8306
115	32	8307
116	253	8308
117	13	8309
118	32	8310
119	248	8311
120	5	8312
121	32	8313
122	225	8314
123	6	8315
124	1	8316
125	205	8317
126	78	8318
127	32	8319
128	201	8320
129	6	8321
130	200	8322
131	205	8323
132	177	8324
133	32	8325
134	5	8326
135	32	8327
136	250	8328
137	62	8329
138	0	8330
139	211	8331
140	127	8332
141	6	8333
142	200	8334
143	14	8335
144	255	8336
145	22	8337
146	255	8338
147	219	8339
148	127	8340
149	203	8341
150	71	8342
151	40	8343
152	19	8344
153	21	8345
154	32	8346
155	247	8347
156	13	8348
157	32	8349
158	242	8350
159	5	8351
160	32	8352
161	237	8353
162	62	8354
163	1	8355
164	211	8356
165	127	8357
166	6	8358
167	5	8359
168	205	8360
169	78	8361
170	32	8362
171	201	8363
172	62	8364
173	4	8365
174	211	8366
175	127	8367
176	118	8368
177	38	8369
178	255	8370
179	46	8371
180	30	8372
181	62	8373
182	3	8374
183	211	8375
184	127	8376
185	45	8377
186	32	8378
187	253	8379
188	46	8380
189	30	8381
190	62	8382
191	1	8383
192	211	8384
193	127	8385
194	45	8386
195	32	8387
196	253	8388
197	37	8389
198	32	8390
199	235	8391
200	38	8392
201	255	8393
202	46	8394
203	100	8395
204	45	8396
205	32	8397
206	253	8398
207	37	8399
208	32	8400
209	248	8401
210	201	8402

Figure 8 - Le contenu de l'EPROM, exprimé en code décimal. Les douze carrés noirs représentent les deux numéros à six chiffres (attention, le zéro doit être représenté par le chiffre 10). Les adresses de la colonne de gauche sont les adresses réelles, celles de la colonne de droite sont celles d'assemblage sur le ZX 81.

```
2000 LD   A,01;
2002 OUT  7F;
2004 LD   B,0A;
2006 CALL 204E
2009 LD   B,[redacted]
200B CALL 205C
200E LD   B,[redacted]
2010 CALL 205C
2013 LD   B,[redacted]
2015 CALL 205C
2018 LD   B,[redacted]
201A CALL 205C
201D LD   B,[redacted]
201F CALL 205C
2022 LD   B,[redacted]
2024 CALL 205C
2027 CALL 2081
202A LD   B,[redacted]
202C CALL 205C
202F LD   B,[redacted]
2031 CALL 205C
2034 LD   B,[redacted]
2036 CALL 205C
2039 LD   B,[redacted]
203B CALL 205C
203E LD   B,[redacted]
2040 CALL 205C
2043 LD   B,[redacted]
2045 CALL 205C
2048 CALL 2081
204B JP   2000
204E LD   C,FF;
2050 LD   D,FF;
2052 DEC  D
2053 JR   NZ,2052
2055 DEC  C
2056 JR   NZ,2050
2058 DEC  B
2059 JR   NZ,204E
205B RET
205C LD   A,00;
205E OUT  7F;
2060 LD   C,30;  K
2062 LD   D,FF;
2064 DEC  D
2065 JR   NZ,2064
2067 DEC  C
2068 JR   NZ,2062
206A LD   A,01;
206C OUT  7F;
206E LD   C,18;  /
2070 LD   D,FF;
2072 DEC  D
2073 JR   NZ,2072
2075 DEC  C
2076 JR   NZ,2070
2078 DEC  B
2079 JR   NZ,205C
207B LD   B,01;
207D CALL 204E
2080 RET
2081 LD   B,C8;
2083 CALL 2081
2086 DEC  B
2087 JR   NZ,2083
2089 LD   A,00;
208B OUT  7F;
208D LD   B,C8;
208F LD   C,FF;
2091 LD   D,FF;
2093 IN   7F;
2095 BIT  0,A
2097 JR   Z,20AC
2099 DEC  D
209A JR   NZ,2093
209C DEC  C
209D JR   NZ,2091
209F DEC  B
20A0 JR   NZ,208F
20A2 LD   A,01;
```

numéro 1 (six chiffres)

numéro 2 (six chiffres)

Figure 10 - Les principales routines

six chiffres ont été « masqués » par de petits carrés noirs, puisqu'il s'agissait des numéros personnels de l'auteur, et chacun programmera à la place les numéros qu'il désirera. Attention, le chiffre zéro doit être programmé au moyen de l'octet 10, puisque ce chiffre correspond à dix coupures de ligne.

Moyennant des aménagements très simples, il serait possible de programmer davantage de numéros, à six ou sept chiffres, voire même de prévoir des pauses d'attente de la tonalité du 16 en cas de transmission à longue distance. Il suffirait pour cela d'appeler la routine de temporisation dont nous allons découvrir l'existence.

```
20A4 OUT  7F;
20A6 LD   B,05;
20A8 CALL 204E
20AB RET
20AC LD   A,04;
20AE OUT  7F;
20B0 LD   M,M
20B1 LD   H,FF;
20B3 LD   L,1E;
20B5 LD   A,03;
20B7 OUT  7F;
20B9 DEC  L
20BA JR   NZ,20B9
20BC LD   L,1E;
20BE LD   A,01;
20C0 OUT  7F;
20C2 DEC  L
20C3 JR   NZ,20C2
20C5 DEC  H
20C6 JR   NZ,20B3
20C8 LD   H,FF;
20CA LD   L,64;
20CC DEC  L
20CD JR   NZ,20CC
20CF DEC  H
20D0 JR   NZ,20CA
20D2 RET
```

Figure 9 - Le programme désassemblé pour deux numéros à six chiffres.

La **figure 9** fournit en effet une version entièrement désassemblée en mnémomiques Z80 et code hexadécimal, du logiciel du transmetteur. Par ailleurs, la **figure 10** précise le détail des différentes routines le composant.

Ces différentes routines s'appellent mutuellement au moyen d'instructions CALL, ce qui simplifie autant le programme que le recours à la fonction GOSUB du Basic, mais exige la présence de RAM pour abriter la pile machine.

La première routine à être appelée est celle de **temporisation**: pour l'utiliser, on charge dans le registre B une valeur comprise entre 1 et 255, qui représente la durée choisie (la correspondance exacte dépend de la fréquence précise du quartz équipant la carte, mais avec un cristal de 2,5 MHz environ, on peut compter sur une seconde par unité chargée dans le registre B). Cela fait, il suffit de faire un CALL 8270 pour éxécuter la temporisation (bouclage de programme pendant la durée choisie).

Cette routine sert d'abord à maintenir collé le relais de ligne pendant un temps suffisant pour que l'obtention de la tonalité puisse être considérée comme très probable. A ce moment, on charge dans B le premier chiffre du numéro à composer, puis on appelle la routine de numérotation par un CALL 8284. Cette routine fait battre le relais de ligne un nombre de fois égal au contenu de B, suivant le rapport cyclique normalisé 33/66 ms. Après une pause de séparation des chiffres, le programme passe au chiffre suivant.

En fin de numérotation, un CALL 8321 lance la routine d'**attente** dont le rôle est double: d'une part, laisser à l'appel le temps d'aboutir avec un nombre raisonnable de coups de sonnerie, et d'autre part l'envoi en ligne d'une tonalité hâchée caractéristique, ne risquant pas d'être confondue avec autre chose. L'émission régulière de la fréquence de 2 kHz est confiée à une routine nommée « **tonalité** », appelée depuis la routine d'attente par des CALL 8369.

Le second volet de la routine d'attente se situe après la libération de la ligne: un certain laps de temps est prévu pour permettre au destinataire de l'appel d'appeler à son tour le transmetteur. Ce faisant, la sonnerie qui en résulte est détectée au niveau de l'entrée Ø, ce qui rend immédiatement active la sortie prévue pour la remise à zéro de la cen-

NOM de la routine	Adressse décimale réelle	Adresse décimale ZX81	Adresse hexa. ZX81
1er numéro	Ø	8192	2ØØØ
2e numéro	42	8234	2Ø2A
Temporisation	78	8270	2Ø4E
Numérotation	92	8284	2Ø5C
Attente	129	8321	2Ø81
Tonalité	177	8369	2ØB1

trale d'alarme. Cela fait, le microprocesseur s'arrête par exécution d'un Halt.

A défaut de cet appel en retour, le programme passe au numéro suivant, et tout le cycle recommence.

Ceux de nos lecteurs qui ne souhaiteront programmer que deux numéros à six chiffres (cas le plus fréquent, Paris n'étant pas la France!), n'auront pas à retoucher ce programme, mais seulement à y insérer les douze octets aux endroits prévus.

La programmation d'un seul numéro à sept chiffres ne posera pas non plus de problèmes: il subsistera seulement un petit espace inutilisé à la suite. Celui-ci pourrait au besoin servir à loger le préfixe 16, la pause d'attente de la tonalité interurbaine, et l'indicatif départemental d'un numéro à longue distance.

Cependant, la capacité de la 2716 pourrait permettre la programmation d'un nombre considérable de numéros de toutes les longueurs. Il faudrait alors décaler d'autant vers la fin toutes les routines logées après les numéros. Cela implique seulement un renumérotage des CALL d'après la nouvelle position de chaque routine. En effet, les autres sauts, relatifs, sont tous relogeables, et le seul saut absolu renvoit au début du programme (JP 8192), et n'a donc pas à être modifié.

La souplesse de la solution micro-informatique apparaît ici de façon éclatante, puisqu'un même circuit peut servir à composer des numéros de téléphone en nombre à peu près quelconque, selon des modalités très diverses, par de simples modifications de logiciel.

Un changement instantané de programmation (par exemple en période de vacances ou de week-end) pourrait s'effectuer par simple enfichage d'une autre EPROM!

Nous espérons que cet exemple simple quoique performant aura su convaincre nos lecteurs des avantages que présente dans ce genre de cas la solution « microprocesseur ».

N'en déduisons toutefois pas qu'il s'agit là de la panacée! Bien des domaines restent encore exclus du champ d'action de la microinformatique, pour des raisons de rapidité, de rentabilité, d'encombrement, et bien d'autres encore.

Si les temps sont encore loin, où l'on pourra remplacer n'importe quel circuit intégré spécifique par un microprocesseur programmé comme il convient, il faut être conscient que le domaine de l'application de ces techniques s'élargit de jour en jour. Profitons en donc dès maintenant!

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

R_1 : 680 Ω
R_2 : 680 Ω
R_3 : 1 kΩ
R_4 : 1 kΩ
R_5 : 1 kΩ
R_6 : 1 kΩ
R_7 : 220 kΩ

Condensateurs

C_1 : 100 µF 63 V
C_2 : 10 µF 63 V
C_3 : 10 nF
C_4 : 220 pF
C_5 : 10 nF
C_6 : 1 µF 63 V
C_7 : 10 nF
C_8 : 10 nF

Circuits intégrés

CI_1 : Z80 CPU
CI_2 : MM 2716
CI_3 : 7805
CI_4 : MM 2114
CI_5 : MM 2114
CI_6 : 74 LS 00
CI_7 : 74 LS 00
CI_8 : 74 LS 240 ou 74 LS 244 (texte)
CI_9 : 74 LS 20
CI_{10} : 74 LS 04
CI_{11} : 74 LS 30
CI_{12} : 74 LS 75
CI_{13} : 74 LS 75

Divers

1 quartz 2,5 MHz environ
1 connecteur 17 broches Socapex
1 refroidisseur pour 7805
Supports de CI

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés dont les références figurent sur cette page correspondent à des réalisations sélectionnées par la rédaction suivant deux critères :

1) difficulté de reproduction,

2) engouement présumé (d'après votre courrier et les enquêtes précédemment effectuées).

Nous sommes contraints d'effectuer un choix car il est impossible d'assurer un stock sur toutes les réalisations publiées. Par ailleurs, cette rubrique est un service rendu aux lecteurs et non une contrainte d'achat : les circuits seront toujours dessinés de façon à ce qu'ils soient aisément reproductibles avec les moyens courants.

De même, pour ne pas contraindre nos amis revendeurs spécialisés à tenir en stock toutes les références mentionnées, nous supprimons le réseau de distribution.

Ces circuits sont disponibles auprès des professionnels qui en font la demande et à notre rédaction (par courrier uniquement).

Dans le deuxième cas, se conformer aux indications portées sur la carte de commande insérée dans l'encart « fiches ».

Circuits imprimés de ce numéro:

Références	Article	Prix estimatif
EL 427 A	Carte de transc. (TV-SDA210)	**60 F**
EL 427 B	Commutateur bicourbe Plat. princ. ..	**114 F**
EL 427 C	Commutateur bicourbe Alimentation	**30 F**
EL 427 D	Commutateur bicourbe Ampli de synch.	**16 F**
EL 427 E	Carte μ Z80	**68 F**

Circuits imprimés des cinq numéros précédents:

Références	Article	Prix estimatif
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance	**20 F**
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande	**24 F**
EL 422 E	Alimentation, Platine TV	**64 F**
EL 422 F	Chenillard musical	**54 F**
EL 422 G	Platine synthèse Em. R/C	**20 F**
EL 423 C	Convertisseur 12/220 V	**42 F**
EL 424 A	Cinémomètre, carte principale	**130 F**
EL 424 B	Cinémomètre, carte affichage	**28 F**
EL 424 C	Programmation d'Eprom, carte 1	**150 F**
EL 424 D	Programmation d'Eprom, carte 2	**140 F**
EL 424 E	Programmation d'Eprom, carte alim.	**72 F**
EL 424 F	Programmation d'Eprom, carte affi. .	**36 F**
EL 424 G	Récepteur RC	**18 F**
EL 425 A	Générateur de sons complexes	**30 F**
EL 425 B	Connecteur	**16 F**
EL 425 C	Rx 41 MHz à synthèse	**42 F**
EL 425 D	CR 80, platine principale (n° 424) ...	**122 F**
EL 425 E	CR 80, carte vu-mètre	**24 F**
EL 425 F	CR 80, carte horloge	**50 F**
EL 426 A	Interface ZX81	**48 F**
EL 426 B	Synthé de fréquence ZX81	**32 F**
EL 426 C	Platine TV Siemens	**112 F**
EL 426 D	Clavier (Platine TV)	**40 F**
EL 426 E	Affichage (Platine TV)	**18 F**

Certains circuits imprimés de réalisations antérieures aux six derniers numéros sont encore disponibles en petite quantité et peuvent être commandés directement à notre rédaction.

Ces références sont les suivantes:

Références	Article	Prix estimatif
EL 407 C	Stimulateur musculaire 40 V	**26 F**
EL 409 A	Voltmètre digital (affichage)	**10 F**
EL 409 B	Voltmètre digital (convertisseur A/D)	**10 F**
EL 411 A	Minuterie pour télérupteur	**22 F**
EL 412 F	Alimentation C.B.	**22 F**
EL 414 B	RIAA 2310	**28 F**
EL 414 C	RIAA FET	**20 F**
EL 414 E	Adaptateur 772	**16 F**
EL 414 F	Alimentation + ...	**18 F**
EL 414 G	Alimentation −	**18 F**
EL 414 J	Tête HF 41 MHz émission	**16 F**
EL 415 A	Carte capacimètre 3 digits	**20 F**
EL 415 B	Correcteur de tonalité 772	**24 F**
EL 415 C	Inverseur 772	**20 F**
EL 415 D	Ampli de sortie a 2310	**20 F**
EL 417 A	Préampli guitare	**86 F**
EL 417 B	Allumage électronique	**68 F**
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	**80 F**
EL 418 B	Émetteur I.R. pour tuner	**20 F**
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R. ..	**12 F**
EL 418 D	Carte vobulation GF 2	**56 F**
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	**20 F**
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	**26 F**
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	**14 F**
EL 419 E	Interphone moto	**30 F**
EL 420 A	Petite boîte rigolote	**28 F**
EL 420 C	Voltmètre auto	**10 F**

Les autotransformateurs variables et leurs utilisations en électronique

En Europe, donc en France en particulier, les réseaux électriques monophasés délivrent une tension alternative sinusoïdale à la fréquence de 50 Hz, et sous 220 volts efficaces (les quelques rares zones alimentées en 110 volts sont en voie de disparition).

Pour différentes raisons, et notamment à cause des variations de charge aux différentes heures de la journée, cette tension varie malheureusement dans d'importantes proportions. En certains endroits, il n'est pas rare de constater des fluctuations de ± 10 %, parfois même plus.

Les appareils électroniques recevant leur énergie du secteur, subissent ces variations. Il est intéressant de connaître leurs incidences sur le fonctionnement, en reproduisant en laboratoire les fluctuations possibles. On y parvient facilement par l'utilisation des autotransformateurs variables, parfois appelés alternostats.

Du transformateur à l'autotransformateur

Le fonctionnement de tout transformateur repose sur l'induction mutuelle de deux enroulements disposés sur un même circuit magnétique (des empilements de tôles, pour les fréquences industrielles). La bobine B_1, qui reçoit l'énergie (**figure 1**), comporte n_1 spires : elle constitue le primaire du transformateur. Le secondaire, qui alimente la charge, est formé d'une autre bobine B_2, de n_2 spires.

Nous ne rappellerons que brièvement les propriétés élémentaires du transformateur, liant les tensions U_1 et U_2 ainsi que les courants I_1 et I_2 au primaire et au secondaire respectivement. Elles se traduisent par les relations :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{n_1}{n_2}$$

et

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

en faisant abstraction des conventions de signe.

Dans un transformateur classique, les deux enroulements B_1 et B_2 sont distincts, et galvaniquement isolés l'un de l'autre. On peut cependant concevoir un transformateur où ces enroulements comportent une partie commune, comme le schématise la **figure 2**. Pour passer de la configuration de la **figure 1** à celle de la **figure 2**, il suffirait (théoriquement !) de souder ensemble toutes les spires B'C' du secondaire, à toutes les spires (en même nombre) de la section BC du primaire.

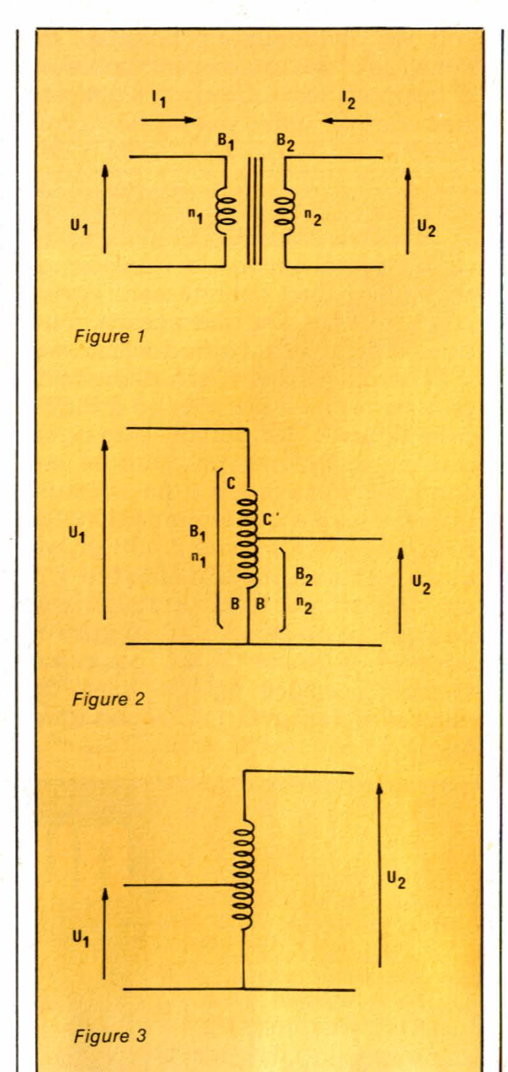


Figure 1
Figure 2
Figure 3

Le résultat (**figure 2**) constitue un autotransformateur, de rapport de transformation :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{n_2}{n_1}$$

Cet appareil peut travailler en abaisseur de tension, comme dans le cas de la **figure 2**, mais aussi en élévateur, ainsi que le montre la **figure 3**.

Une propriété importante des autotransformateurs

Dans un transformateur, les lois de l'électromagnétisme montrent que les courants primaire I_1 et secondaire I_2 sont en opposition de phase, du moins approximativement pour le cas pratique.



Si on applique cette constatation au cas de l'autotransformateur de la **figure 2**, on en déduit que, dans la portion BC commune au primaire et au secondaire, circule un courant d'intensité :

$$I = I_2 - I_1$$

Comme l'autotransformateur transmet, si on néglige les pertes, la puissance :

$$P_t = U_1 I_1 = U_2 I_2$$

dite puissance traversante, il ne supporte que la puissance :

$$P_d = (U_1 - U_2) I_1 = U_2 (I_2 - I_1)$$

Cette dernière, qui fixe les dimensions et la masse de l'appareil (donc son prix !), est dite « puissance de dimensionnement ».

On voit donc que, à puissance traversante égale, l'autotransformateur est plus économique que le transformateur isolé.

Avantages et inconvénients de l'autotransformateur

Au rang des avantages, on peut citer, d'abord, celui que nous venons d'évoquer : par sa puissance de dimensionnement, l'autotransformateur se montre plus économique que le transformateur isolé. Cette supériorité est d'autant plus marquée que le rapport de transformation se rapproche de l'unité, comme on peut le déduire du rapport :

$$\frac{S_t}{S_d} = \frac{U_1 I_1}{(U_1 - U_2) I_1} = \frac{1}{1 - U_2/U_1}$$

Un autre avantage réside dans le rendement. En effet, si on considère deux transformateurs de même dimension, qui travaillent dans les mêmes conditions d'induction B et de densité de courant J, ils présentent les mêmes pertes dans le fer, et les mêmes pertes dans le cuivre. Mais celles-ci correspondent, dans l'autotransformateur, à une plus grande puissance traversante, pour la même puissance de dimensionnement, donc à un rendement supérieur.

Au rang des inconvénients, apparaît, d'abord, l'évidente absence d'isolement entre le primaire et le secondaire : il est superflu d'en développer les conséquences. Par ailleurs, on note un fort courant de court-circuit, dû à la faible chute de tension.

Les alternostats

Il est évidemment possible de construire des autotransformateurs à rapport fixe. Ceux-ci s'utilisent beaucoup, par exemple, pour adapter les réseaux 110 volts à des appareils fonctionnant en 220 volts, et réciproquement.

Mais une autre application réside dans la réalisation de transformateurs à rapport continûment variables : ce sont les alternostats, que nous citions dans l'introduction.

Schématiquement, un alternostat peut se représenter comme indiqué à la **figure 4**. La portion commune aux enroulements primaire et secondaire varie grâce à un curseur, qui se déplace généralement sur la totalité de l'enroulement. On arrive ainsi, comme le montre la **figure 4**, à un rapport de transformation qui peut varier de zéro à une valeur supérieure à l'unité. Ainsi, pour une tension primaire de 220 volts, on disposera souvent d'un secondaire allant de zéro à 250 volts.

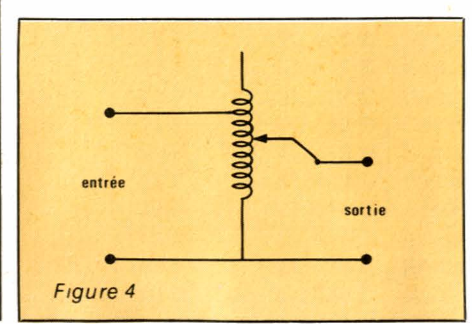


Figure 4

Dans un alternostat, le circuit magnétique affecte la forme d'un tore sur lequel on bobine, à spires jointives, une seule couche de fil émaillé. Une fois le bobinage terminé, on dénude le fil à chaque spire, sur le sommet de la couronne. Un balai frotteur, entraîné par un bouton rotatif, commande la tension de sortie. Les photographies jointes, mieux que des discours, illustrent les différents aspects d'une telle réalisation.

Applications des alternostats

Nous pourrions en trouver d'infinis exemples : limitons-nous à ceux qui intéressent directement l'électronicien. Nous nous appuierons, pour cela, sur deux cas particuliers.

Les amplificateurs de puissance, destinés à la sonorisation, ne comportent qu'exceptionnellement une alimentation stabilisée. Le plus souvent, la tension continue nécessaire à leur fonctionnement, ne leur est fournie que par un redressement suivi d'un filtrage. Elle dépend donc de la tension primaire prélevée sur le secteur. Or, la puissance réellement délivrée, toutes autres conditions égales (taux de distorsion par exemple), varie avec la tension d'alimentation. Un banc d'essai complet d'amplificateurs devrait donc établir la correspondance entre ces deux paramètres : c'est chose facile, quand on dispose d'un alternostat.

Le deuxième exemple que nous citerons, est celui des alimentations stabilisées. On distingue, dans celles-ci, le taux de régulation aval, relatif aux variations de la charge, et le taux de régulation amont, qui traduit la relation entre la tension de sortie et la tension d'entrée non stabilisée. La mesure de cette dernière caractéristique devient facile, là encore, quand on dispose d'un alternostat.

Exemples d'autotransformateurs commercialisés

La firme **INTELECSA** construit toute une gamme d'autotransformateurs, de différentes puissances, et prévus pour plusieurs tensions primaires, ainsi que pour une plage plus ou moins étendue de tensions secondaires.

Tous ces appareils, comme le montrent nos photographies, sont logés dans un coffret parallélépipédique, réunissant, en face avant, la commande de tension, les bornes d'entrée et celles de sortie, ainsi que le fusible de protection. On choisira, pour ce dernier, un modèle à fusion retardée.

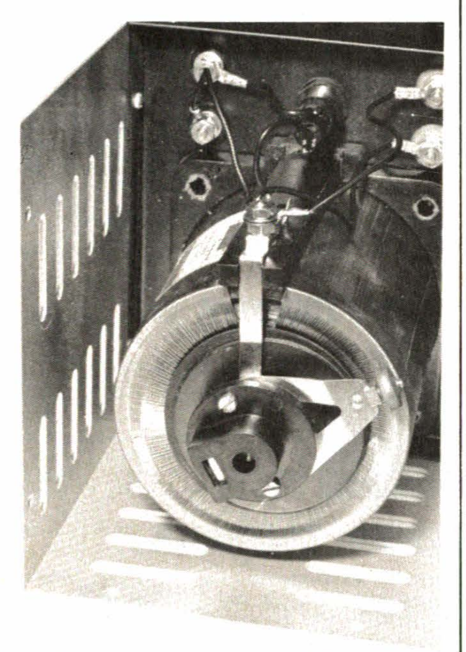
Le tableau ci-dessous donne la liste des modèles disponibles, avec leurs caractéristiques principales. Ces matériels sont distribués, en France, par I.E.D., 15, rue de Rocroy, 75010 Paris. (Tél. : 246.29.78).

Type	VA	Tension primaire V	Tension de sortie V	Intensité A	Masse Kg
TR2 - 127	120	127	0-127	0,95	0,7
TR2 - 220		220	0-220	0,55	
TR2 - 250		220	0-250	0,45	
TR3 - 127	165	127	0-127	1,30	1,0
TR3 - 220		220	0-220	0,75	
TR3 - 250		220	0-250	0,65	
TR4 - 127	220	127	0-127	1,75	1,4
TR4 - 220		220	0-220	1,—	
TR4 - 250		220	0-250	0,85	
TR4 - 380		380	0-380	0,60	
TR5 - 127	350	127	0-127	2,75	1,8
TR5 - 220		220	0-220	1,60	
TR5 - 250		220	0-250	1,40	
TR5 - 380		380	0-380	0,90	
TR6 - 127	550	127	0-127	4,30	2,2
TR6 - 220		220	0-220	2,50	
TR6 - 250		220	0-250	2,20	
TR6 - 380		380	0-380	1,45	

Conclusion

Considéré à tort comme un simple accessoire domestique, l'autotransformateur, sous sa forme évoluée d'alternostat, apparaît comme un élément important du laboratoire d'électronique. Il serait d'autant plus dommage de s'en passer, que ses qualités de rendement lui confèrent un attrait non négligeable : son faible coût.

R. RATEAU



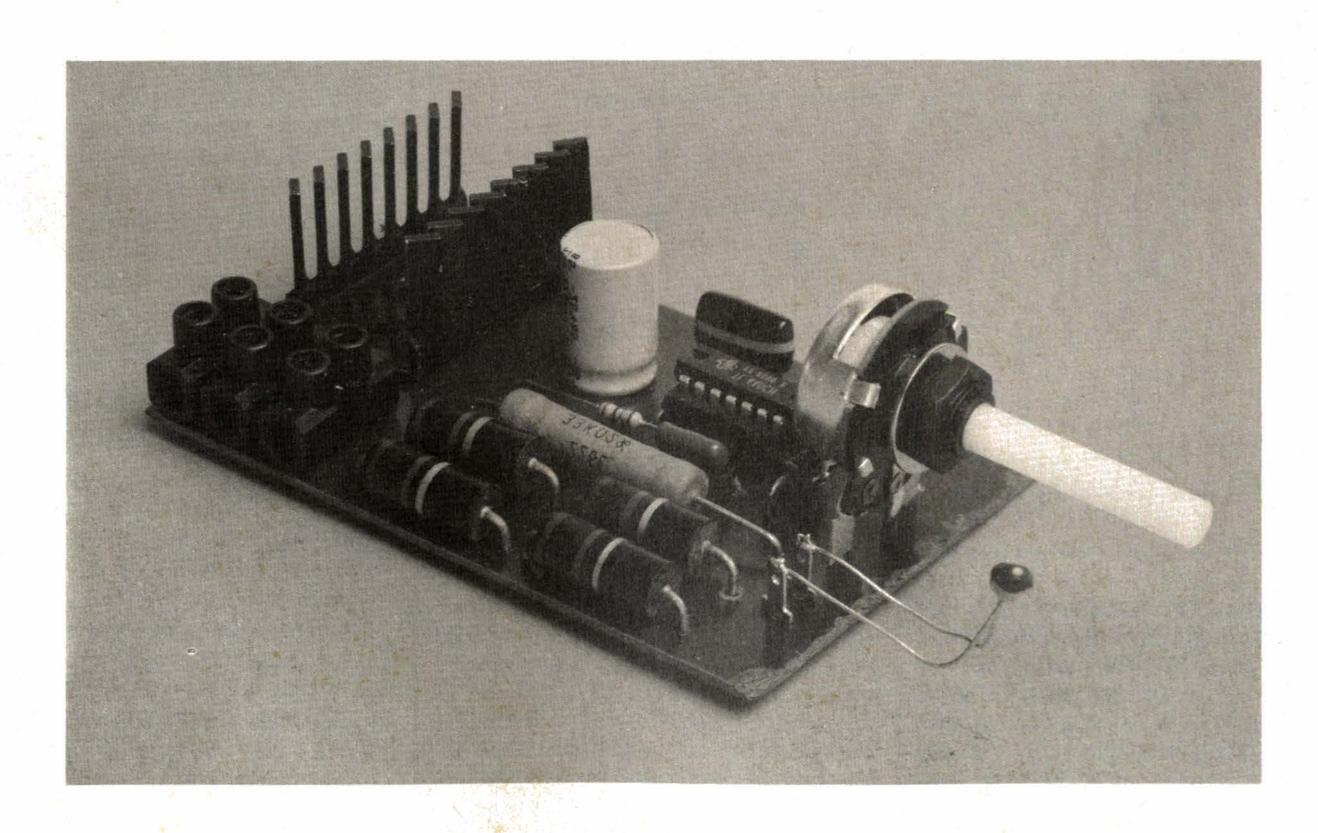
On distingue, sur cette vue prise de l'arrière, le circuit magnétique en forme de tore, recouvert de son bobinage. Entraîné par l'axe de commande, le curseur, terminé par une roulette conductrice, se déplace sur la zone dénudée des fils.

Thermostat à réglage proportionnel pour radiateur électrique



Ce thermostat fait partie de la série de montages que l'on peut classer dans la rubrique amélioration de la vie quotidienne et économie d'énergie. Grâce au principe de régulation adopté, il permet en effet d'obtenir un confort accru par une meilleure stabilisation de la température du local pour lequel il est destiné. La faible variation de température du local entraîne de ce fait une baisse très sensible de la consommation en énergie par rapport aux systèmes de conception différente.

Les performances de ce thermostat sont dues à un seul circuit intégré, le TL 440 qui, associé à quelques composants très courants, commande un triac dont les caractéristiques devront être en rapport avec le radiateur qu'il pilote.



Etude de différents systèmes de régulation pour chauffage électrique

L'un des premiers dispositifs utilisés pour réguler l'apport de calories d'un radiateur électrique est le bilame. Ce dispositif mécanique est constitué de deux métaux de nature différente, donc de coefficients de dilatation eux aussi différents comme le montre la **figure 1**. Pour une température θ_1 basse, les 2 métaux ont la même longueur l. Pour une température θ_2 plus élevée, le métal M_1 se dilatant plus que le métal M_2 et les deux extrémités A et B étant fixes, le bilame va prendre une forme bombée. Le contact C étant fixe, nous allons obtenir pour la température θ_1 un circuit électrique fermé et pour θ_2 un circuit électrique ouvert. Ces deux états sont utilisés pour autoriser ou non le passage du courant électrique dans le radiateur.

Ce système est très simple et fonctionne encore de nos jours. Il a

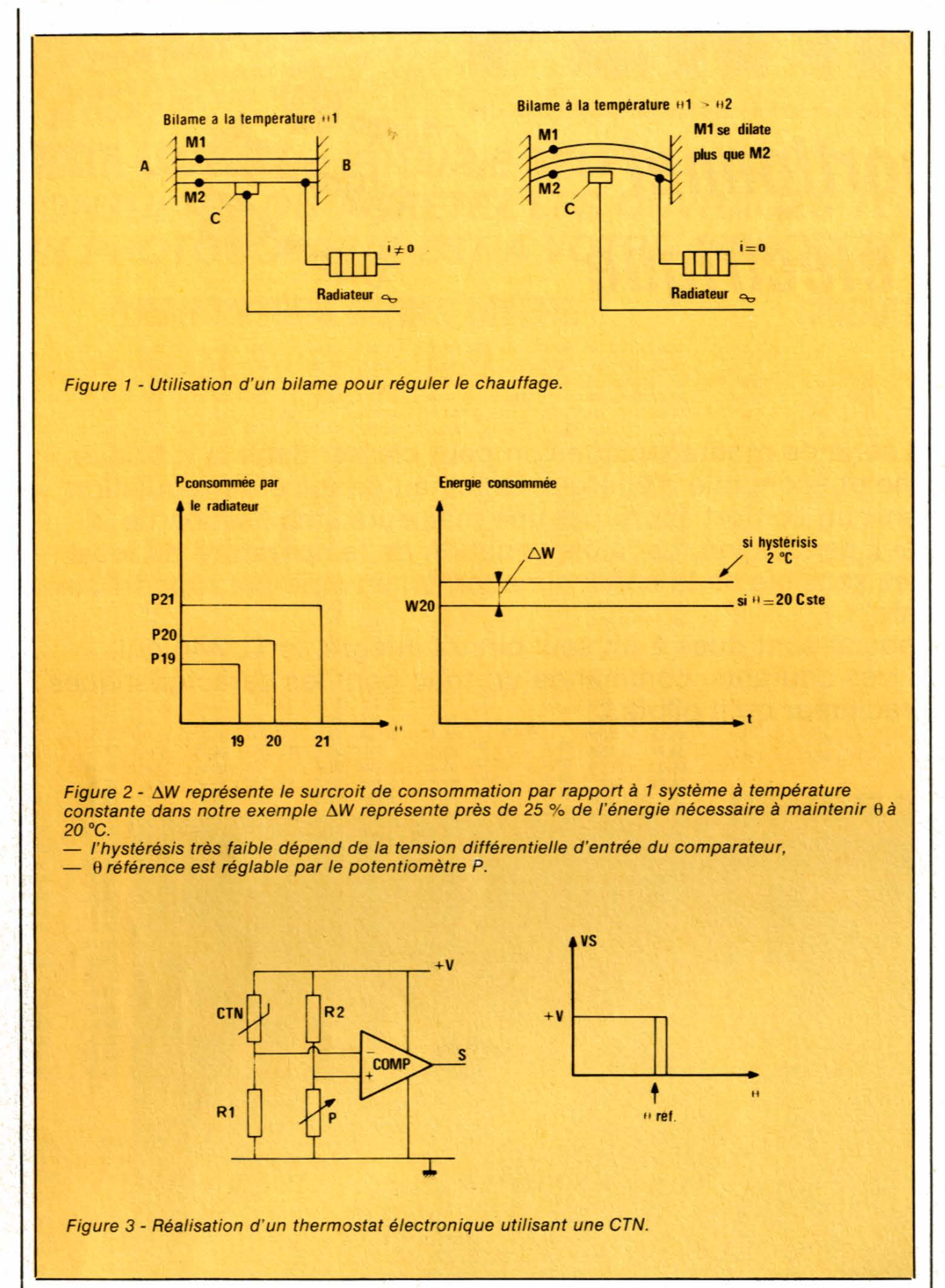


Figure 1 - Utilisation d'un bilame pour réguler le chauffage.

Figure 2 - ΔW représente le surcroit de consommation par rapport à 1 système à température constante dans notre exemple ΔW représente près de 25 % de l'énergie nécessaire à maintenir θ à 20 °C.
— l'hystérésis très faible dépend de la tension différentielle d'entrée du comparateur,
— θ référence est réglable par le potentiomètre P.

Figure 3 - Réalisation d'un thermostat électronique utilisant une CTN.

néanmoins un inconvénient majeur : une hystérésis qui peut atteindre quelques degrés. Les températures θ_1 et θ_2 peuvent en effet être éloignées de 2 ou 3 degrés suivant le type de bilame considéré. Un tel fonctionnement occasionne des pertes importantes comme nous allons le voir. Si nous appelons θ_e la température extérieure au local chauffé, les pertes en calories entre le local et l'extérieur sont exprimées par $Q = k(\theta_i - \theta_e)$ où θ_i est la température du local et k une constante dépendant des matériaux entrant dans la constitution des murs du local, de leur surface, etc...

Pour une température du local souhaitée de 20°, une température extérieure de 17° et un hystérésis de ± 1°C, nous verrons la température du local osciller entre 19 et 21°. Les déperditions avec l'extérieur seront pour les 3 températures 19, 20, 21°C si k vaut 1 k cal/°C :

$Q_{19} = K(19 - 17) = 2$ kcal
$Q_{20} = K(20 - 17) = 3$ kcal
$Q_{21} = K(21 - 17) = 4$ kcal

Si la température du local reste à 20°C, les pertes valent donc 3 kcal. Les pertes relatives à celles correspondant à cette température valent donc 2 K/3 K soit 66 % pour 19° et 4 K/3 K = 133 % pour 21°.

On voit par ces résultats numériques que les pertes correspondant à un dépassement de 1°C de la température de consigne, sont le double de celles correspondant à un défaut de 1°C par rapport à cette même consigne. Il en résulte donc une consommation accrue et un coût supérieur comme le montre la **figure 2.**

Pour diminuer, autant que faire se peut, les pertes dues à l'hystérésis, il faut donc réduire celle-ci. L'utilisation de comparateurs électroniques permet d'atteindre des valeurs d'hystérésis aussi faibles que possible. Pour éviter les phénomènes d'oscillations, celle-ci doit cependant être maintenue à une valeur raisonnable. Pour ces dispositifs, les capteurs thermiques sont alors des thermistances CTN ou CTP (résistances à coefficient de température négatif ou positif). Pour les CTN, la valeur de la résistance diminue lorsque la température augmente alors que pour les CTP, elle augmente quand la température augmente.

La **figure 3** montre un exemple de réalisation de thermostat utilisant une CTN et un comparateur à seuil réglable. Lorsque la température du local est inférieure à la température de consigne $\theta_{réf}$ (ajustable par P), la sortie du comparateur est à l'état haut. Ce niveau de tension peut être utilisé pour commander un relais de puissance mécanique ou statique (Triac) qui commandera à son tour la charge chauffante.

De nos jours, la tendance est au remplacement quasi-systématique des relais mécaniques par des relais électroniques (statiques) : les triacs, dont les temps de réponses sont nettement inférieurs à leurs homologues mécaniques et qui ne nécessitent qu'une très faible puissance de commande. C'est pour cette raison que de nombreux fabricants ont conçu des dispositifs de commande pour triac et en particulier des thermostats dans lesquels l'élément de puissance est un triac.

De façon à bien voir les avantages du thermostat à réglage proportionnel, nous allons analyser maintenant 2 types de commande de triac utilisés en réglage de température.

Lorsque la température du local est égale à la température de consigne, il n'est plus nécessaire de faire fonctionner le radiateur à pleine puissance. Il suffit en effet que celui-ci délivre une quantité de calories égale à celle qui est perdue par unité de temps avec l'extérieur. Pour que la température du local reste constante, il faut que cet apport d'énergie soit continu de manière à éviter les hausses et les baisses anormales dont nous avons vu les effets néfastes sur la consommation.

La réduction de puissance du radiateur est obtenue en limitant la tension d'alimentation de celui-ci par l'un des 2 procédés décrits à la **figure 4.** Dans le procédé A, chaque alternance du secteur est amputée d'une même quantité ce qui diminue la valeur efficace de la tension appliquée au radiateur. Dans le procédé B, le résultat obtenu est le même mais en supprimant un pourcentage d'alternances entières, et ce de façon cyclique. Si l'on a supprimé p alternances sur n du secteur, la tension efficace appliquée au radiateur dépend dans ce cas du rapport p/n.

Sur le plan théorique, les résultats sont identiques quant à la variation de puissance obtenue pour le radiateur. Le procédé A a un inconvénient majeur par rapport au procédé B: il génère à chaque alternance des parasites résultant de la brusque variation du courant dans la charge aux instants de commutation. Pour des charges de faible valeur, ces parasites peuvent être atténués voire éliminés par des filtres appropriés. Par contre, pour des charges dépassant le kW, le coût des filtres et les difficultés de réalisation sont tels qu'il vaut mieux abandonner la solution correspondant au cas A. Le thermostat réalisé avec le TL 440 utilise le procédé B.

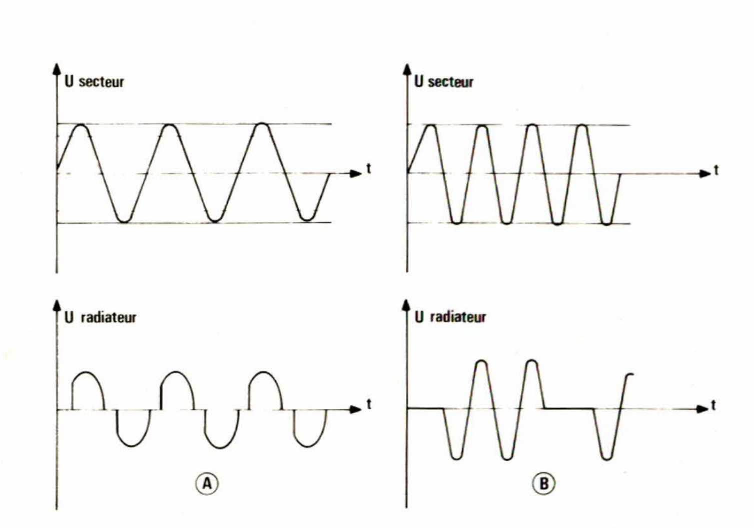


Figure 4 - Réduction de la puissance du radiateur.

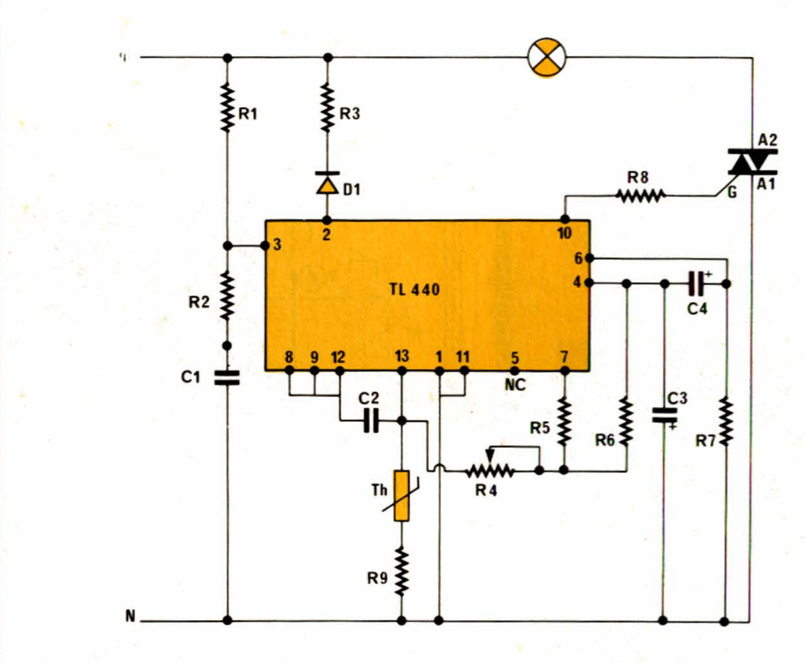


Figure 5 - Schéma de principe du régulateur de chauffage à réglage proportionnel.

Etude du TL 440 : le thermostat à réglage proportionnel

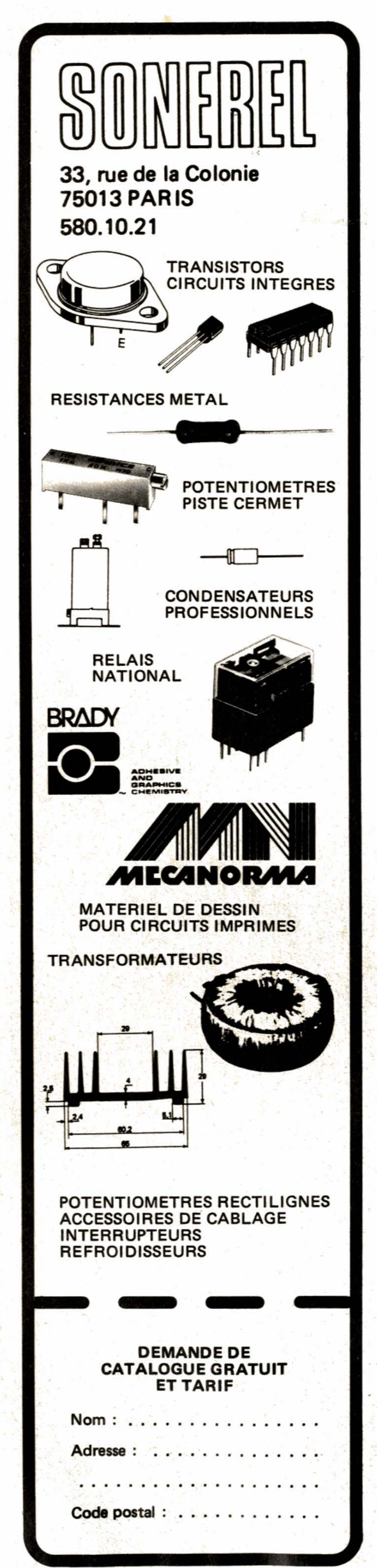
Ce circuit intégré qui se présente en boîtier dual in line à 14 pattes renferme de nombreuses fonctions, citons entre autres : une alimentation stabilisée interne, un circuit détecteur de zéro, un amplificateur différentiel, deux générateurs de dents de scie et une logique de commande qui gère la sortie des impulsions appliquées à la gachette du triac (voir **figure 5**).

La tension secteur est abaissée à une valeur compatible avec le TL 440 par une résistance de 10 kΩ 5 W (R_3). Le redressement monoalternance est assuré par une diode de type 1N4007. La tension ainsi obtenue est appliquée à la patte 2. Le 2e fil secteur est pour sa part réuni à la patte 1. La tension stabilisée par 2 diodes zener, internes au TL 440, est disponible entre la patte 4 et la patte 1. Un condensateur externe C_3 filtre cette tension. Remarquons que V_4-V_1 est négative. Nous avons trouvé pour notre part environ 10 volts continus entre les pattes 1 et 4.

C'est à la patte 3 que doit être envoyée la tension secteur pour obtenir la détection des passages à zéro de chaque alternance. La valeur de la résistance R_1 agit sur la largeur des impulsions de gâchette. Pour R_1 = 33 kΩ (5 W), les impulsions ont une durée de 100 µs alors que pour R_1 = 82 kΩ (5 W), ces mêmes impulsions voient leur durée passer à 250 µs. Pour les triacs au déclenchement réticent, on pourra donc prendre R_1 = 82 kΩ puisque l'énergie appliquée à la gachette dépend de la durée des impulsions.

La patte 5 est utilisable comme commande d'arrêt. C'est elle qui bloque la sortie des impulsions lorsqu'on la réunit à la patte 1. Si cette même entrée est réunie à la patte 4, il se forme une impulsion à chaque passage par zéro de la tension secteur sans prise en compte des données du capteur. Pour notre application, la patte 5 est laissée libre.

Les composants R_7, C_4 disposés entre les pattes 4-6-1 réalisent un générateur de dents de scie. Le condensateur C_4 qui se trouve branché entre les pattes 4 et 6 est courtcircuité au bout d'un nombre entier de périodes secteur. Ce nombre peut varier entre 10 et 75 et dépend des éléments R_7 et C_4. Avec les valeurs adoptées sur le schéma R_7 = 82 kΩ, C_4 = 12,5 µF, on obtient n ≅ 50.



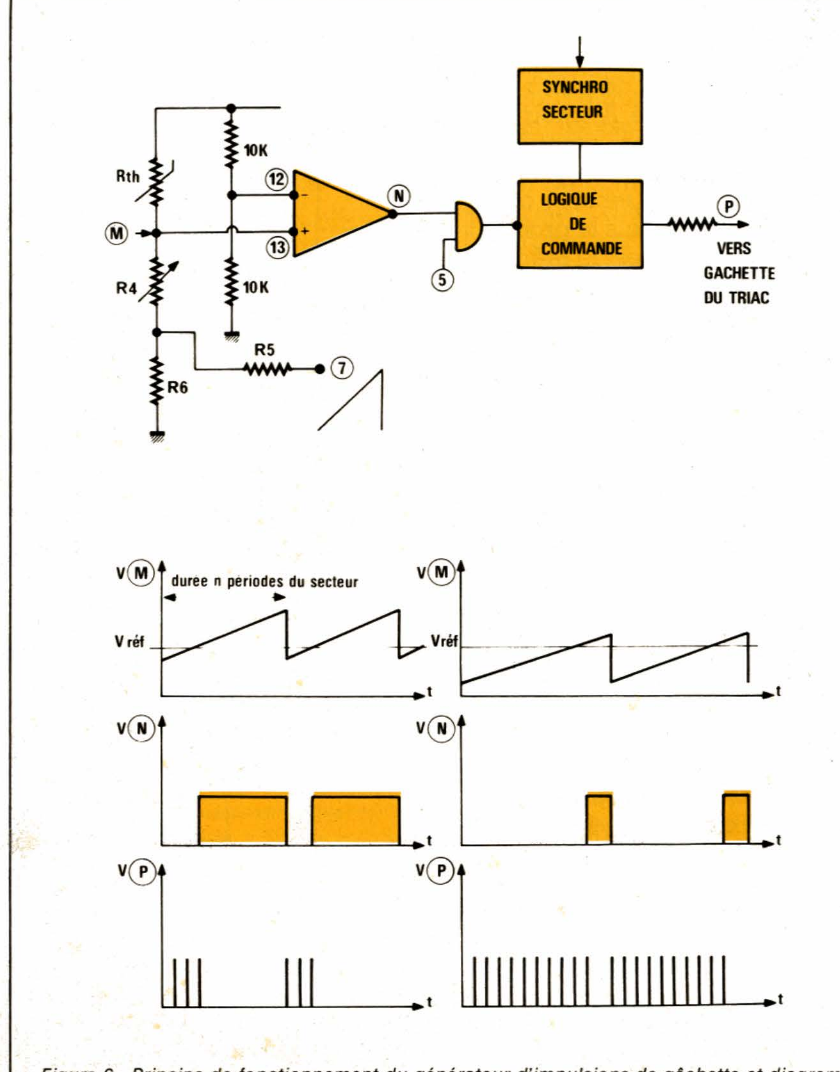


Figure 6 - Principe de fonctionnement du générateur d'impulsions de gâchette et diagramme des temps des signaux en différents points du montage.

Les bornes d'entrée de l'amplificateur opérationnel sont accessibles aux pattes 12 et 13. Deux résistances internes au TL 440 de valeur 10 kΩ fixent le seuil de référence patte 12 (entrée inverseuse) à la moitié de la tension stabilisée. La borne 13 reçoit pour sa part la tension disponible entre les 2 éléments R_{th} et R_4 additionnée à la dent de scie générée à la patte 6 et ramenée par les résistances R_5 et R_6 (via la patte 7). Cette astucieuse combinaison permet d'obtenir à partir d'une dent de scie de pente et de durée fixe, un basculement de l'amplificateur opérationnel qui dépendra de la valeur de la température du local. Lorsque la température est élevée, la tension continue appliquée patte 13 est élevée et l'instant de basculement de l'AOP est très proche du départ de la dent de scie ; un nombre très faible d'impulsions de gâchette est généré. Par contre, lorsque la température est basse, la tension continue disponible patte 13 est faible et l'instant de basculement de l'AOP est rejeté vers la fin de la dent de scie. Le nombre des impulsions de gâchette appliqués au triac est élevé. Les puissances appliquées au radiateur varient donc en raison inverse de la température du local d'où la stabilisation de la température.

La **figure 6** pourra servir de support visuel aux explications ci-dessus. La sortie des impulsions de gâchette s'effectue sur la patte 10. Une résistance R_8 de 12 Ω limite l'intensité appliquée à la gâchette du triac. La plage de réglage en température peut être modifiée par action sur R_4, seul élément variable de ce montage.

Réalisation pratique

Les différents éléments de ce montage ont été rassemblés sur un

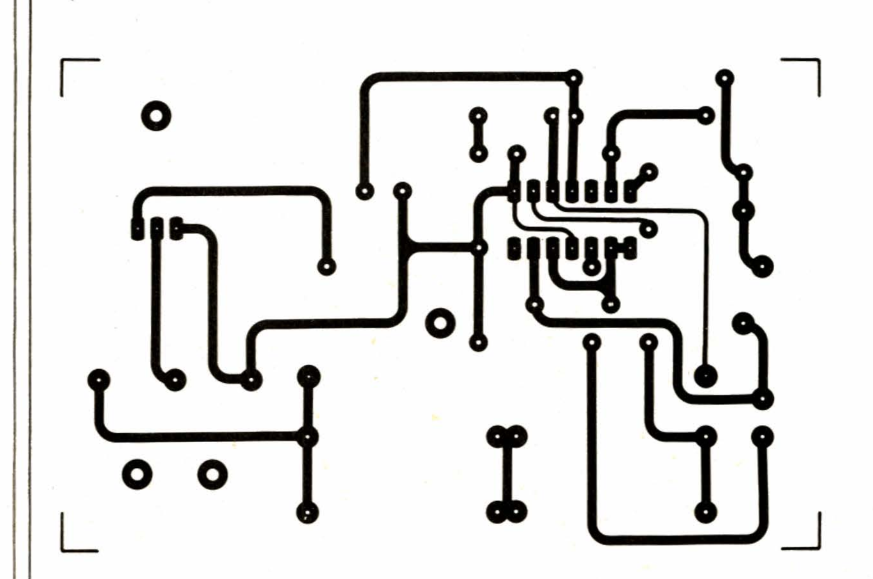


Figure 7 - Circuit imprimé, échelle 1, côté cuivre.

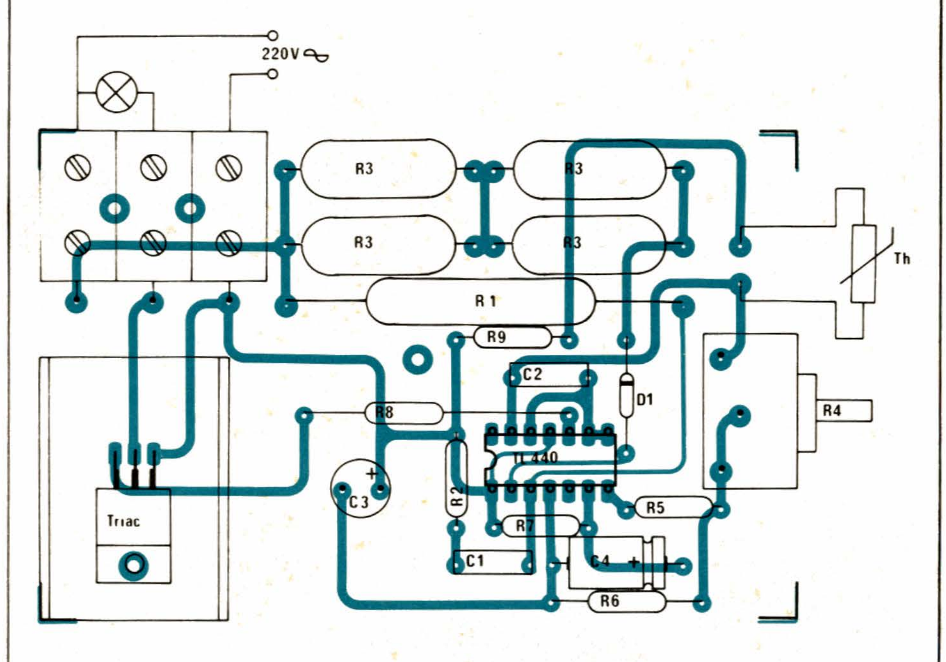


Figure 8 - Implantation des composants sur le circuit imprimé.

circuit imprimé dont le schéma est donné à la **figure 7.** L'implantation des composants sur ce circuit imprimé est donnée à la **figure 8.** Le triac est monté sur un radiateur car pour des courants de quelques ampères, la puissance qu'il dissipe n'est pas négligeable. La résistance R_3 qui alimente le circuit intégré en alternatif sinusoïdal a été réalisée avec 4 résistances de 10 kΩ/2 W (association série-parallèle de valeur 10 kΩ), ce qui correspond à une dissipation maximum de 8 W. La surface de rayonnement est accrue par rapport à celle d'une résistance unique pouvant dissiper 5 W ce qui permet de prolonger la durée de vie de ce composant et d'abaisser sa température de fonctionnement.

Le TL 440 pourra ou non être fixé sur un support à 14 pattes. L'accès au secteur s'effectue (de même que pour la charge) par dominos de diamètre 2,5 mm² reliés aux pistes cuivrées par du fil de diamètre 1,5 mm² ou 2,5 mm² suivant la puissance à commander.

Aucun coffret n'a été prévu pour ce montage, car, compte tenu de ses faibles dimensions, il est possible de l'insérer directement dans le radiateur qu'il pilote. Le secteur étant présent en de nombreux points du circuit imprimé, il conviendra de s'assurer de l'isolement de celui-ci par rapport au radiateur lui-même. La thermistance sera reliée au montage par 2 fils isolés et placée en un endroit convenant à la mesure de température, c'est-à-dire dans un endroit pas trop ventilé ou encore pas trop soumis au chauffage donc pas au-dessus du radiateur lui-même.

F. JONGBLOËT

Nomenclature

Résistances

R_1 : 33 kΩ, 5 W
R_2 : 1 kΩ, 1/4 W
R_3 : 4 × 10 kΩ, 2 W
R_4 : potentiomètre 10 kΩ
R_5 : 8,2 kΩ, 1/4 W
R_6 : 2,2 kΩ, 1/4 W
R_7 : 82 kΩ, 1/4 W
R_8 : 12 Ω, 1/4 W
R_9 : 4,7 kΩ si thermistance de 4,7 kΩ ou strap si thermistance de 8 kΩ

Condensateurs

C_1 : 220 nF
C_2 : 0,1 μF
C_3 : 220 μF/25 V
C_4 : 10 μF/25 V

Divers

IC_1 : TL 440 CN
D_1 : 1N4007
Triac : TIC 226D pour charge jusqu'à 6 A maxi (1 200 W en 220 V)
Thermistance CTN 8 kΩ ou 4,7 kΩ
1 radiateur pour triac
3 dominos ∅ 2,5 mm² ou plus suivant charge
1 support circuit intégré 14 pattes

Attention: Comme pour tous les montages reliés directement au secteur, outre les précautions de manipulation indispensables, il faut veiller, si l'on procède à quelques mesures sur le circuit, à utiliser des appareils (notamment oscilloscopes) eux-mêmes isolés du secteur et de la terre au niveau des circuits.